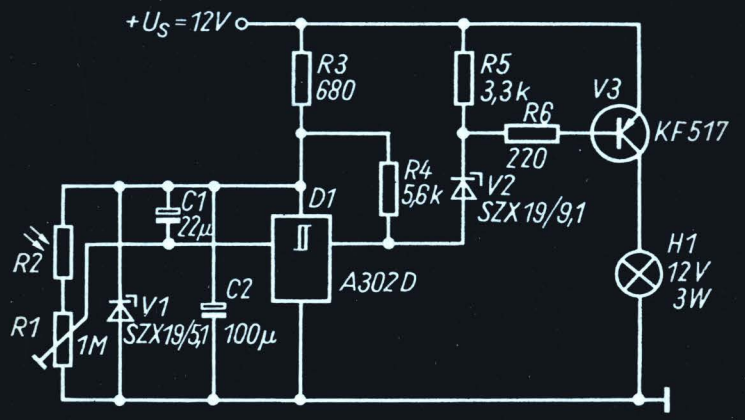
amateurreihe

electronica



Harro Kühne

207

Applikationsbeispiele mit dem Schwellspannungsschaltkreis A 302 D

LEER

Scan by Blackburner 2013

electronica · Band 207

HARRO KÜHNE

Applikationsbeispiele mit dem Schwellspannungsschaltkreis A 302 D

MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

1. Auflage, 1983
© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik
(VEB) — Berlin, 1983
Lizenz-Nr. 5
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam
Lektor: Rainer Erlekampf
Zeichnungen: Angelika Prüfert
Typografie: Martina Schwarz
Redaktionsschluß: 20. Oktober 1982
LSV 3539
Bestellnummer: 746 507 5
DDR 1,90 M

Inhaltsverzeichnis

Vorwort 5

1. Aufbau, Funktion und technische Daten des A 302 D 6
1.1. Innerer Aufbau und Arbeitsweise 6
1.2. Eigenschaften und Kennwerte 11

2. Applikationen des A 302 D in Triggerschaltungen zur Signalformung 20
2.1. Der A 302 D in Schaltungen mit TTL-Bausteinen .. 20
2.2. Der A 302 D als Pufferverstärker, Pegelumsetzer und Leitungsempfänger 21
2.3. Triggerschaltungen mit dem A 302 D 23
2.4. Parklichtschalter mit dem A 302 D 26
2.5. Aktiver Überspannungsschutz für TTL-Schaltungen 27
2.6. Sensorschalter und Entpreller mit dem A 302 D 28
2.7. Triggerschaltung zur Umformung einer Wechselspannung in eine frequenzgleiche Rechteckspannung 31

3. Anwendungsbeispiele der IS A 302 D in monostabilen Kippstufen 32
3.1. Zeitschalter für verschiedene Aufgaben 32
3.2. Monostabile Kippschaltung zur Erzeugung kurzer Impulse 35
3.3. Monostabile Multivibratoren mit dem A 302 D und zusätzlichen Transistoren und TTL-Gattern 36
3.4. Monostabile Multivibratoren mit dem A 302 D und zusätzlichen TTL-Flip-Flop 43
3.5. Die automatische Erzeugung von Einschaltstellimpulsen mit dem A 302 D 46

4. Astabile Kippschaltungen mit dem A 302 D 47
4.1. Drei einfache Taktgeneratoren für allgemeine Zwecke 47
4.2. Einfacher Impulsgenerator mit hoher Frequenzkonstanz 51
4.3. Dreieckspannungsgenerator für den NF-Bereich 56

4.4. Zwei Impulsgeneratoren mit getrennten Zeitkreisen für die Impulsdauer und die Impulspause 57

5. Sägezahngeneratoren für Kippteile in Oszilloskopen . 65
5.1. Synchronisierbarer Sägezahngenerator für Oszilloskope 65
5.2. Getriggerter Sägezahngenerator mit automatischem Freilauf 68

6. Stromgesteuerte Sägezahngeneratoren und Spannungs-Frequenz-A/D-Umsetzer 74
6.1. Stromgesteuerte Sägezahngeneratoren für elektronische Orgeln 74
6.2. Spannungs-Frequenz-A/D-Umsetzer mit linearisierter Spannungs-Frequenz-Kennlinie 78
6.3. Spannungs-Frequenz-A/D-Umsetzer nach dem Verfahren der Ladungsmengenkompensation 83

7. Literatur 88

Vorwort

Seit einiger Zeit ist der integrierte Schwellspannungsschaltkreis *A 302 D* auch für den Amateur erhältlich. Dieses Bauelement ist der Nachfolgetyp des Triggerschaltkreises *A 902 D* und wird wie dieser von der Kameraindustrie als Schwellwertschalter zur Verschlußzeitensteuerung in elektronischen Kameras verwendet. Beide IS sind stiftkompatibel und deshalb austauschbar. Wesentliche Differenzen bestehen allerdings in den inneren Schaltungsstrukturen. Mit dem neuen Bauelement sind aus diesem Grund zahlreiche Applikationen möglich, für die der Typ *A 902 D* nicht oder nur bedingt eingesetzt werden kann. Diese Aussage betrifft besonders astabile und monostabile Kippschaltungen mit hoher zeitlicher Stabilität. Der Autor möchte mit der Broschüre einen Einblick in die zahlreichen Anwendungsmöglichkeiten des Schwellspannungsschaltkreises *A 302 D* geben und auf besonders vorteilhafte Lösungen hinweisen, die nur mit dem Baustein *A 302 D* ökonomisch verwirklicht werden können. Alle veröffentlichten Applikationsbeispiele wurden praktisch erprobt. In diesem Zusammenhang dankt der Autor dem VEB Röhrenwerk „Anna Seghers" Neuhaus für das Bereitstellen von Mustern. Dieses Entgegenkommen ermöglichte die kurzfristige Realisierung der vorliegenden Arbeit!

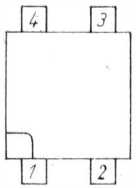
Naumburg (Saale) im August 1981 Harro Kühne

1. Aufbau, Funktion und technische Daten des A 302 D

Der *A 302 D* ist ein Schwellwertschalter, dessen Schaltpegel von der Speisespannung des Schaltkreises abhängig sind. Den *A 302 D* setzt man wie den *A 902 D* vorzugsweise zum Steuern der Belichtungszeit in elektronischen Kameras ein. Die erheblich verbesserten Eigenschaften des neuen Bauelements *A 302 D* sichern für diese Hauptanwendung Daten, die mit dem Typ *A 902 D* nicht möglich sind. Zusätzlich erlaubt die andere innere Struktur des Schaltkreises *A 302 D* zahlreiche weitere Applikationen, die sich mit dem Trigger *A 902 D* nicht verwirklichen lassen.

1.1. Innerer Aufbau und Arbeitsweise

Grundsätzlich ist der Schwellspannungsschaltkreis *A 302 D* eine Triggerschaltung, deren beide Schaltpegel sehr weitgehend der Speisespannung proportional sind. Das Bauelement befindet sich in einem 4poligen DIL-Plastgehäuse, dessen Anschlußbelegung in Bild 1.1 dargestellt ist. Die Stiftbelegung wurde so vorgenommen, daß die Bausteine *A 302 D* und *A 902 D* pinkompatibel sind. Die innere Schaltung des *A 302 D* kann entsprechend dem Bild 1.2 in 3 Funktionsgruppen (Komparator, Schwellenumschaltung und Endstufe) untergliedert werden. Der Komparator vergleicht die Eingangsspannung ständig mit einer Vergleichsspannung, die aus der Speisespannung der IS abgeleitet wird. Überschreitet die Eingangsspannung einen vorgegebenen Bruchteil der Speisespannung, so sorgt das Ausgangssignal des Komparators einmal für die Aktivierung der Ausgangsstufe und zum



1 Speisespannung
2 Eingang
3 Masse
4 Ausgang

Bild 1.1
Anschlußbelegung des *A 302 D*

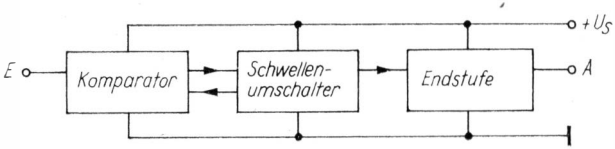


Bild 1.2 Übersichtsplan des *A 302 D*

anderen für eine Umschaltung der Schwellspannung auf einen niedrigeren Wert. Erst wenn die an dem Stift 2 liegende Eingangsspannung diesen neuen Referenzwert unterschreitet, folgt das Zurückschalten in die Ausgangslage. Realisiert werden diese Funktionen mit einer Schaltung, die in Bild 1.3 dargestellt ist und deren Wirkungsweise nachstehend etwas näher beschrieben werden soll.

Den Komparator – er vergleicht die positive Eingangsspannung mit einem Bruchteil der auf Masse bezogenen positiven Speisespannung der Schaltkreise – verwirklichen die Transistoren V1 bis V10 und die zu ihnen gehörenden Widerstände. Er besteht aus 2 hintereinandergeschalteten Differenzverstärkerstufen. Den Eingangsdifferenzverstärker realisieren V2 und V7, denen zum

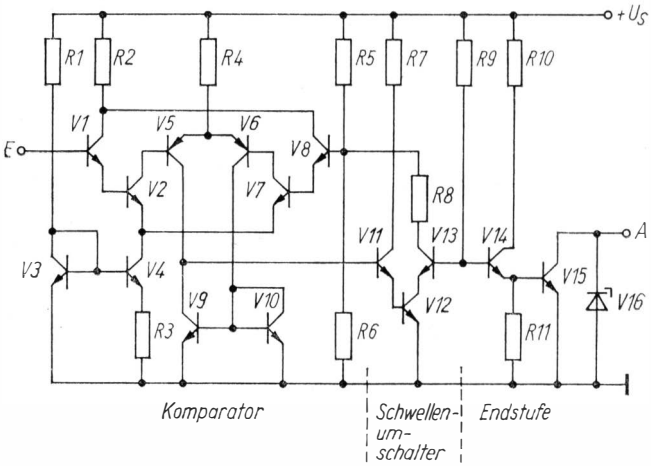


Bild 1.3 Innenschaltung des *A 302 D*

Verringern des Basisstroms noch die Emitterfolger V1 bzw. V8 vorgeschaltet sind. Die Transistoren V2 und V7 beziehen ihren Emitterstrom von der Konstantstromquelle mit den Transistoren V3 und V4. Mit dem Widerstand $R3$ wurde für V4 ein Kollektorstrom von $I_{CV4} = 10\ \mu A$ eingestellt. Die Kollektorströme von V2 und V7 wirken als Basisströme für die pnp-Transistoren V5 und V6 des 2. Differenzverstärkers. Dieser arbeitet an seinem Ausgang auf die Stromspiegelschaltung mit den Transistoren V9 und V10, die die Kollektorströme von V5 und V6 des 2. Differenzverstärkers in eine Steuerspannung für den Schwellenumschalter umsetzt. Von den beiden Eingängen des Komparators ist die Basis des Transistors V1 direkt mit dem Stift 2 verbunden. Der 2. Komparatoreingang — das ist die Basis des Transistors V8 – liegt an dem Verbindungspunkt von R5 und R6. Dieser Spannungsteiler erzeugt über R6 einen Spannungsabfall, der von der Speisespannung U_S und den Werten für $R5$ und $R6$ abhängig ist. Solange die positive Spannung am Stift 2 der integrierten Schaltung kleiner ist als die über dem Widerstand $R6$ liegende, fließt in die Basis des Transistors V1 kein Strom, und V1 und V2 sperren deshalb. Der gesamte von V4 bereitgestellte Strom fließt über den leitenden Transistor V7 in die Basis von V6. Dieser Transistor leitet deshalb, während V5 sich im gesperrten Zustand befindet. Der Kollektorstrom von V6 erzeugt über dem als Diode geschalteten V10 einen solchen Spannungsabfall, daß der aus diesem Grund eingeschaltete V9 die Basis des Transistors V11 mit dem Massepotential verbindet. Die Transistoren V11 bis V13 des Schwellenumschalters sperren deshalb, und der Widerstand $R8$ bleibt auf den Teiler mit den Widerständen $R5$ und $R6$ ohne Wirkung. Bei gesperrten V12 und V13 fließt über $R9$ ein Basisstrom in V14. Dieser Emitterfolger steuert seinerseits den Ausgangstransistor V15 in den leitenden Zustand.

Die bisher beschriebenen Verhältnisse ändern sich erst, wenn die positive Spannung an E einen Wert erreicht, der sehr nahe an dem Spannungsabfall über dem Widerstand R6 liegt. Die Transistoren V1 und V2 beginnen dann zu leiten und übernehmen einen Teil des Kollektorstroms von V4. Der Transistor V5 erhält deshalb Basisstrom, während sich der Basisstrom von V6 proportional verringert. Der dadurch ansteigende Kollektorstrom des Transistors V5 führt zu einem Vergrößern der Kollektor-Emitter-Spannung von V9, dessen Basis-Emitter-Spannung durch den

sinkenden Kollektorstrom des Transistors V6 vermindert wird. Schließlich erreicht die Kollektor-Emitter-Spannung von V9 einen solchen Wert, bei dem V11, V12 und V13 zu leiten beginnen. Der einsetzende Kollektorstrom des Transistors V13 vermindert dann aber den Spannungsabfall über dem Widerstand *R6*. Das hat zur Folge, daß der Basisstrom des Transistors V8 drastisch verringert wird und der Komparator vollständig umschaltet. Danach sind V11, V12 und V13 leitend. Die Summe von Basis-Emitter-Spannung des Transistors V13 und der Kollektor-Emitter-Spannung von V12 ist geringer als die Summe der Basis-Emitter-Spannungen der Transistoren V14 und V15. V12 und V13 leiten deshalb den gesamten durch *R9* fließenden Strom nach Massepotential ab, so daß der Ausgangstransistor V15 sperrt. Wenn V11 bis V13 leiten, führt das zur Parallelschaltung der beiden Widerstände R6 und R8. Der *A 302 D* kann aus diesem Grund erst dann wieder in die ursprüngliche Lage zurückschalten, wenn die Eingangsspannung am Stift 2 so weit verringert wird, daß sie den Wert der jetzt über der Parallelschaltung von *R6* und *R8* liegenden Spannung unterschreitet. Zusammenfassend kann also festgestellt werden, daß die Baugruppe Schwellenumschalter eine positive Rückkopplung bewirkt, die für das schlagartige Ein- bzw. Ausschalten des Ausgangstransistors V15 sorgt.

Für die praktische Anwendung des Schwellspannungsschaltkreises *A 302 D* sind die Spannungswerte am Eingang E interessant, bei denen der Ausgangstransistor V15 vom leitenden in den gesperrten und vom gesperrten in den leitenden Zustand umschaltet. Als Ausschaltspannung U_{aus} sei die Spannung am Eingang E definiert, bei der V15 sperrt. Vernachlässigt man die Offsetspannung des Komparators und den Reststrom des gesperrten Transistors V13, so gilt für die Ausschaltspannung die Beziehung:

$$U_{aus} = U_S \frac{R6}{R5 + R6} \tag{1}$$

Berechnet man die Einschaltspannung U_{ein} (der Transistor V15 leitet nach dem Unterschreiten dieser Spannung) ebenfalls, ohne den Einfluß der Offsetspannung des Komparators und der Kollektor-Emitter-Restspannung der Transistoren V12 und V13 zu beachten, so gilt in diesem Fall für U_{ein} die Gleichung:

$$U_{ein} = U_S \cdot \frac{R6 \cdot R8}{R6 \cdot R8 + R5 \cdot (R6 + R8)} \tag{2}$$

Entsprechend den Beziehungen (1) und (2) sind also die Ein- und die Ausschaltspannungen und damit auch die Hysterese U_{hys}, das ist die Differenz zwischen diesen beiden Pegeln, der Versorgungsspannung des Bausteins proportional. Das Verhältnis der Widerstände *R*5, *R*6 und *R*8 zueinander wird vom Bauelementehersteller festgelegt und kann mit äußeren Beschaltungen nachträglich nicht mehr beeinflußt werden. Der Hersteller veröffentlicht in seinen Datenangaben [1] und [2] die genauen Werte der 3 Widerstände nicht. Bekanntgemacht werden vielmehr die Faktoren α_e und α_a, mit denen die Speisespannung U_S beim Berechnen der Ein- und der Ausschaltspannung multipliziert werden muß. Es gelten dann die Gleichungen:

$$U_{aus} = U_S \cdot \alpha_a \tag{3}$$

$$U_{ein} = U_S \cdot \alpha_e \tag{4}$$

$$U_{hys} = U_S \cdot (\alpha_a - \alpha_e) \tag{5}$$

Bei einer Speisespannung von $U_S = 4$ V und einer Umgebungstemperatur von $\vartheta_a = 25\ °C \pm 5$ K sind die typischen Werte für die Koeffizienten $\alpha_a = 0{,}587$ und $\alpha_e = 0{,}518$. Diese Koeffizienten lassen sich mit der in Bild 1.4 gezeigten Meßschaltung bei geschlossenem S1 ermitteln. Wie noch in Abschnitt 1.2 näher ausgeführt wird, sind die Faktoren α_a und α_e nur sehr gering von Änderungen der Speisespannung und von der Umgebungstemperatur abhängig. Diese Tatsache ist verständlich, da sich diese Koeffizienten bestimmenden Widerstände auf einem Siliziumchip befinden und deshalb Temperatureinflüsse auf alle 3 Widerstände gleichermaßen einwirken. Die gewählte Schaltung hat auch Vorteile beim Herstellen des Bausteins. Beim Einstellen der Koeffizienten spielt nämlich nicht der absolute Wert der 3

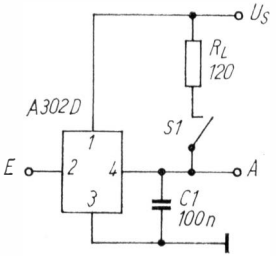


Bild 1.4
Meßschaltung zur Kennwertermittlung

Widerstände *R5*, *R6* und *R8* die entscheidende Rolle, sondern nur das Verhältnis der Widerstände ist maßgebend. Widerstandsverhältnisse lassen sich aber in integrierter Technik relativ leicht mit hoher Genauigkeit verwirklichen.
Die Beschreibung der inneren Schaltung des Schwellspannungsschaltkreises *A 302 D* soll mit dem Hinweis auf die Z-Diode V16 abgeschlossen werden. Diese Z-Diode wird in der praktischen Schaltung durch eine Reihenschaltung von 4 in Flußrichtung betriebenen Basis-Emitter-Strecken und einer in Sperrichtung arbeitenden Basis-Emitterdiode realisiert. Die Z-Spannung dieser Diode gibt der Hersteller nicht an. Messungen des Autors an mehreren Exemplaren ergaben den typischen Spannungswert von etwa $U_{ZV16} = 9V$. Die Diode V16 soll den Ausgangstransistor V15 vor zu großen Kollektor-Emitter-Spannungen schützen, die bei dem Schalten von induktiven Lasten (Relais, Elektromagnets usw.) auftreten können. Die Diode V16 begrenzt die bei dem Abschalten des Kollektorstroms von V15 auftretenden Überspannungen auf den Wert ihrer Z-Spannung.

1.2. Eigenschaften und Kennwerte

Der Schwellspannungsschaltkreis *A 302 D* hat einige bemerkenswerte Eigenschaften, die zusammen mit den Kenn- und Grenzwerten des Bausteins näher erläutert werden sollen. Aus den Ausführungen in Abschnitt 1.1. folgt die in Bild 1.5 dargestellte Übertragungskennlinie. Bild 1.6 zeigt die oszillografisch an einem Musterexemplar ermittelte Übertragungskennlinie. Diese kann im Normalfall nicht beeinflußt werden, weil die Koeffizienten α_a und α_e vom Hersteller vorgegeben sind, wenn die Speisespannung

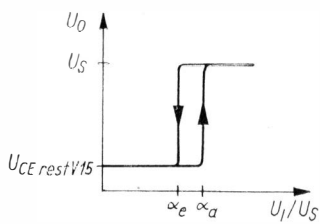


Bild 1.5
Übertragungskennlinie des *A 302 D*

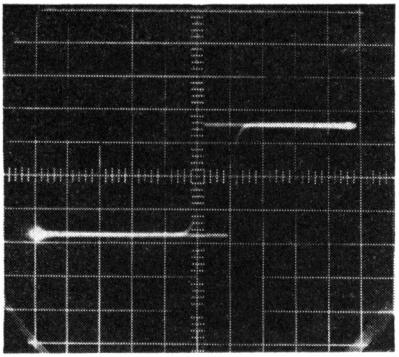


Bild 1.6
Oszillogramm der Übertragungskennlinie (Maßstäbe: x-Richtung 0,5 V/RE und y-Richtung 1,5 V/RE)

festliegt. Da es kaum eine Regel ohne Ausnahme gibt, sei an dieser Stelle auf Abschnitt 2. verwiesen. Dort ist ein Schaltbeispiel angegeben, bei dem mit externen Schaltelementen zumindest eine Schaltschwelle des *A 302 D* beeinflußt werden kann.
Die wohl auffälligste Eigenschaft des Triggerbausteins *A 302 D* ist sein extrem geringer Strombedarf am Eingang. Die gewählte Schaltungsauslegung ermöglicht es dem Hersteller zu garantieren, daß der Eingangsstrom I_I bei einer Speisespannung von $U_S = 4$ V innerhalb des Bereichs der Eingangsspannung von

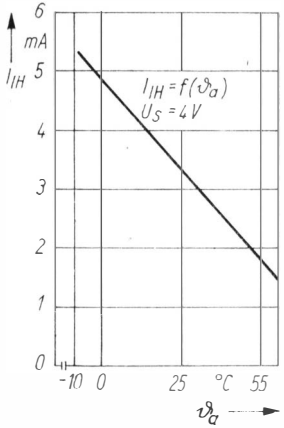


Bild 1.7
Zusammenhang zwischen dem Eingangsstrom I_{IH} und der Umgebungstemperatur. Der Eingangsstrom I_{IH} wird in nA angegeben

$U_I = 0$ V bis $U_I = 4$ V nicht den Grenzwert von $I_I = 25$ nA übersteigt. Die typischen Werte für den Eingangsstrom liegen meist noch erheblich unter diesem Wert. Der Autor konnte Werte zwischen $I_I = 1$ nA und $I_I = 10$ nA ermitteln. Diese geringen Eingangsstromwerte liegen nahe der Grenze der mit bipolaren Transistoren gegebenen Möglichkeiten. Der erforderliche Eingangsstrom sinkt mit steigender Umgebungstemperatur. Bild 1.7 zeigt den typischen Verlauf dieser Temperaturabhängigkeit. Der extrem geringe Basisstrombedarf ist dann besonders vorteilhaft, wenn das Bauelement *A 302 D* zusammen mit externen *RC*-Gliedern als monostabile oder astabile Kippschaltung betrieben wird. Man kann dann einmal sehr große Ladewiderstände wählen, so daß in diesem Fall nur relativ kleine Kapazitätswerte bei vorgegebener Zeit erforderlich sind. Oder man benutzt im Vergleich zum Eingangsstrom relativ hohe Ladeströme im zeitbestimmenden *RC*-Glied und sichert dadurch eine hohe Genauigkeit des Kippvorgangs, weil dann der Eingangsstrom des *A 302 D* nur einen vernachlässigbaren Einfluß auf die Ladevorgänge ausübt.

Welche maximalen Eingangsspannungen am Eingang des Schwellspannungsschaltkreises *A 302 D* zulässig sind, wird vom Hersteller nicht näher angegeben. Erlaubt sind in jedem Fall Eingangsspannungen, die sich zwischen den Grenzwerten Massepotential und U_S bewegen. Gegenüber dem Massepotential negative Eingangsspannungen polen die Basis-Emitterdiode des Eingangstransistors Y1 in Sperrichtung. Die maximale negative Eingangsspannung sollte deshalb den Wert $-U_I = 3$ V nicht wesentlich überschreiten. Empfindlich reagiert der Schaltkreis *A 302 D* auf positive Überspannungen, wenn diese über dem Wert $U_I = U_S + 0{,}6$ V liegen. Der Eingangsstrom des Bausteins steigt dann sehr schnell an. Der Hersteller läßt einen maximalen Eingangsstrom von $I_I = 1$ mA zu. Es ist deshalb eine Begrenzung der Eingangsspannung in den Fällen angebracht, in denen die möglichen Eingangsspannungen Werte erreichen können, die zur Überschreitung dieses Eingangsstromwerts führen.

Die Speisespannung des integrierten Schwellspannungsschaltkreises darf zwischen den beiden Grenzwerten $U_S = 2{,}3$ V und $U_S = 6{,}3$ V liegen. Unterhalb des Minimalwerts kann nicht mehr mit einer korrekten Funktion des Bauelements gerechnet werden. Überschreitet die Speisespannung den oberen Grenzwert, dann

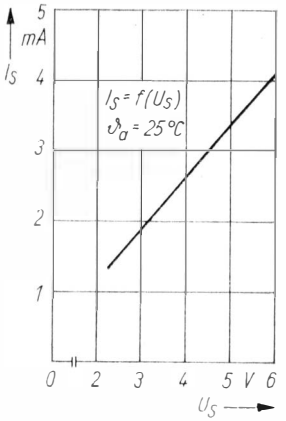


Bild 1.8
Abhängigkeit des Speisestroms von der Speisespannung

Tabelle 1.1. Grenzwerte des *A 302 D*, gültig für den Betriebstemperaturbereich

	min	max
Betriebsspannung U_S in V	2,3[1])	6,3
Eingangsstrom I_1 in mA		1
Ausgangslaststrom I_{QL} in mA		60
Lastinduktivität L_L in H		2
verpolte Betriebsspannung U_S in V		
$R_L \geqq 100\,\Omega$		
$t \leqq 20$ min		−5
$t \leqq 10$ s		−6,3
Betriebstemperaturbereich[2]) ϑ_a in °C	−10	+55

[1]) bei Unterschreiten Funktion nicht gewährleistet

[2]) Die Schaltkreise sind im Betriebstemperaturbereich unter Berücksichtigung der Temperaturabhängigkeit der Kenngrößen für den vorgesehenen Anwendungsfall einsetzbar.

kann es zu irreversiblen Parameteränderungen kommen, oder das Bauelement wird eventuell zerstört. Sehr nützlich erweist es sich bei dem Batteriebetrieb, daß für den *A 302 D* unter bestimmten Bedingungen (Tabelle 1.1) eine falsch gepolte Speise-

spannung möglich ist. Die Stromaufnahme des *A 302 D* ohne den Ausgangstransistor V15 ist niedrig und beträgt bei einer Speisespannung von $U_S = 4$ V typisch $I_S = 2{,}7$ mA. Sie steigt bzw. fällt entsprechend der Kurve im Bild 1.8. Der maximale Laststrom im Kollektorkreis des Ausgangstransistors V15 darf den Grenzwert $I_{OL} = 60$ mA nicht übersteigen. Die interne Schutzschaltung erlaubt maximale Lastinduktivitäten von $L = 2$ H.

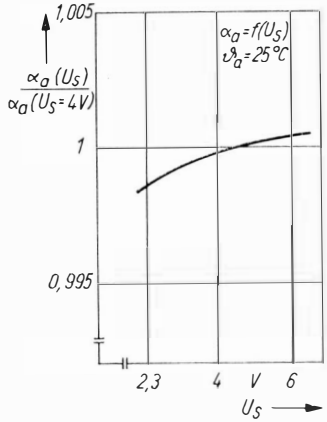


Bild 1.9
Abhängigkeit des Koeffizienten α_a von der Speisespannung

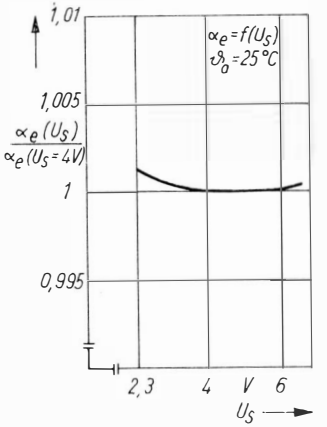


Bild 1.10
Abhängigkeit des Koeffizienten α_e von der Speisespannung

Dieser Wert wird von den in Frage kommenden Relais kaum erreicht, so daß sich eine externe Schutzschaltung in den meisten Anwendungsfällen erübrigt. Weitere Grenzwerte sind der Tabelle 1.1. zu entnehmen.

Von größter praktischer Bedeutung sind die Werte der beiden Koeffizienten α_a und α_e, die die Aus- bzw. die Einschaltspannung des Bausteins in Abhängigkeit von der Speisespannung bestimmen. Bei der Anwendung des Schwellspannungsschaltkreises *A 302 D* in monostabilen und astabilen Kippschaltungen bestimmt die Stabilität dieser Faktoren gegenüber Änderungen der Umgebungstemperatur und der Speisespannung sehr weitgehend die Konstanz des vorgegebenen Zeitverhaltens der genannten Kippschaltungen. Bild 1.9 und Bild 1.10 stellen die Abhängigkeit der Koeffizienten α_a und α_e von der Speisespannung des *A 302 D* bei konstanter Umgebungstemperatur $\vartheta_a = 25$ °C dar. Innerhalb des Speisespannungsbereichs von $U_S = 4$ V bis $U_S = 6$ V (dieser Spannungsbereich wird unter anderem bei dem Zusammenschalten des *A 302 D* mit TTL-Schaltkreisen genutzt) ändern sich die Faktoren α_a und α_e je Volt Speisespannungsänderung etwa $\Delta\alpha_a/\alpha_a \cdot U_S = 3{,}3 \cdot 10^{-4}$/V und $\Delta\alpha_e/\alpha_e \cdot U_S = 1{,}5 \cdot 10^{-4}$/V. Diese typischen Werte sind also außerordentlich gering. Ebenfalls sehr niedrig ist der Temperaturbeiwert der Koeffizienten α_a und α_e. Bild 1.11 und Bild 1.12 zeigen die Ab-

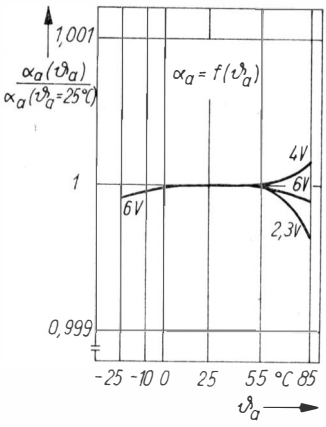


Bild 1.11
Abhängigkeit des Koeffizienten α_a von der Umgebungstemperatur

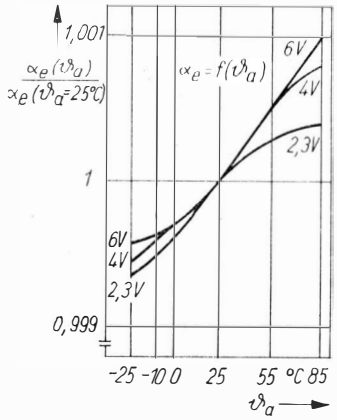


Bild 1.12
Abhängigkeit des Koeffizienten α_e von der Umgebungstemperatur

hängigkeit der Faktoren von der Umgebungstemperatur bei unterschiedlichen Versorgungsspannungen. Diesen Bildern kann man entnehmen, daß der Temperaturkoeffizient des Faktors α_e, er bestimmt die Einschaltspannung des Bausteins, erheblich größer ist als der Temperaturkoeffizient des Faktors α_a. Begründen läßt sich diese Tatsache mit der Temperaturabhängigkeit der Kollektor-Emitter-Sättigungsspannungen der Transistoren

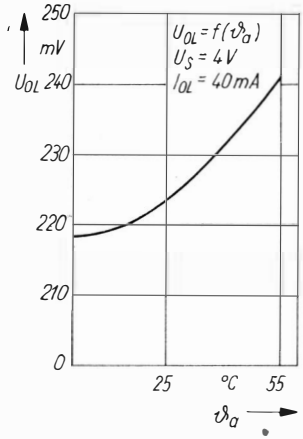


Bild 1.13
Abhängigkeit der Kollektor-Emitter-Restspannung des Ausgangstransistors der *A 302 D* von der Umgebungstemperatur

Tabelle 1.2. Statische Kennwerte des *A 302 D*, gemessen bei $\vartheta_a = 25\ °C \pm 5\ K$

	min	typ	max
Betriebsstrom I_S in mA bei $U_S = 4$ V, $U_1 = 0$ V, S_1 offen		2,7	5
Schaltpegel „I_0 aus“ α_a[1]) bei $R_L = 120\ \Omega$, $U_S = 4$ V, S_1 geschlossen	0,57	0,587	0,6
bei $R_L = 120\ \Omega$, $U_S = 2{,}3$ bis 6 V, $\vartheta_a = -10$ bis +55 °C, S_1 geschlossen	0,559		0,612
Schaltpegel „I_0 ein“ α_e[1]) bei $R_L = 120\ \Omega$, $U_S = 4$ V, S_1 geschlossen	0,5	0,518	0,535
L-Eingangsstrom $-I_{IL}$ in nA bei $U_S = 4$ V, $U_{IL} = 0$ V, $R_L = 120\ \Omega$, S_1 geschlossen		1	25
H-Eingangsstrom I_{IH} in nA bei $U_S = 4$ V, $U_{IH} = 4$ V, $R_L = 120\ \Omega$,		3	25
relative Schaltpegeländerung $\frac{\Delta\alpha_a}{\alpha_a}$[2]) bei $U_S = 2{,}3 \ldots 6$ V, $R_L = 120\ \Omega$, $\vartheta_a = -10 \ldots +55$ °C			0,02
L-Ausgangsspannung U_{OL} in mV bei $U_S = 4$ V, $U_{IL} = 0$ V, $I_{OL} = 40$ mA, S_1 offen		225	300
Ausgangssperrstrom I_{OH} in µA bei $U_S = U_{IH} = U_{OH}$ $= 6$ V, S_1 offen		1,5	100

[1]) bezogen auf Betriebsspannung

[2]) α_a bei $U_S = 4$ V und $\vartheta_a = 25$ °C

Tabelle 1.3. Dynamische Kennwerte des *A 302 D*, gemessen bei $\vartheta_a = 25$ °C $\pm$ 5 K, $U_S = 4$ V, $U_{IL} = 0$ V, $U_{IH} = 2{,}6$ V, Rechteckimpulse, $t_p = 10$ us, $t_p/T = 0{,}2$, $R_L = 120\ \Omega$, $Z_0 = 50\ \Omega$

	min	typ	max
Ausschaltverzögerungszeit t_{V1} in μs		1,3	
Einschaltverzögerungszeit t_{V2} in μs		0,9	
Anstiegszeit des Ausgangsimpulses t_r in ns		45	
Abfallzeit des Ausgangsimpulses t_f in ns		45	

V12 und V13. Bei einer Speisespannung von $U_S = 5$ V kann man in der Praxis mit den nachstehenden relativen Änderungen der Faktoren α_a und α_e je K Temperaturänderung rechnen, wenn die Umgebungstemperatur zwischen $\vartheta_a = 0$ °C und $\vartheta_a = 50$ °C beträgt: $\Delta\alpha_a/\alpha_a \cdot \Delta\alpha_a = 1{,}5 \cdot 10^{-6}$/K und $\Delta\alpha_e/\alpha_e \cdot \Delta\vartheta_a = 1{,}6 \cdot 10^{-5}$/K. Die Temperaturkoeffizienten unterscheiden sich also etwa um den Faktor 10. Für viele praktische Anwendungen ist der sehr niedrige Temperaturbeiwert des Koeffizienten α_a besonders vorteilhaft, weil z. B. bei monostabilen Kippschaltungen meist nur die Abschaltspannung des *A 302 D* genutzt wird.

Die statischen und dynamischen Kennwerte sind in Tabelle 1.2. und Tabelle 1.3. zu finden. Mit diesen Angaben und der Meßschaltung im Bild 1.4 kann der Amateur einen Funktionstest der Bauelemente durchführen. Das Bild 1.13 stellt schließlich noch die Abhängigkeit der Ausgangsspannung U_{OL} von der Umgebungstemperatur dar.

2. Applikationen des A 302 D in Triggerschaltungen zur Signalformung

Nach Hinweisen, die sich auf die TTL-Kompatibilität des Bausteins *A 302 D* beziehen, werden in diesem Abschnitt Schaltbeispiele mit dem Schwellspannungsschaltkreis, die diesen als Pufferverstärker und Trigger nutzen, beschrieben.

2.1. Der A 302 D in Schaltungen mit TTL-Bausteinen

Der Schwellspannungsschaltkreis *A 302 D* ist auf Grund seines Speisespannungsbereichs von $U_S = 2{,}3$ V bis $U_S = 6{,}3$ V und der davon abhängigen Schwellwerte kompatibel mit TTL-Schaltkreisen.

Bei der Speisespannung $U_S = 5$ V und der Umgebungstemperatur von $\vartheta_a = 25$ °C betragen die Aus- bzw. die Einschaltspannungen typisch $U_{aus} = 2{,}94$ V und $U_{ein} = 2{,}59$ V. Ausgangsseitig ermöglicht der *A 302 D* einen Ausgangslastfaktor von N = 35, wenn ein Kollektorwiderstand von $R_L = 1$ kΩ verwendet wird. Der statische Störabstand ist für beide Ausgangszustände größer als $U_{SSH} = U_{SSL} = 0{,}5$ V.

Die dynamischen Parameter des *A 302 D* sind um 1 bis 2 Größenordnungen schlechter als bei vergleichbaren TTL-Schaltkreisen. Ursache dafür ist der interne Komparator, insbesondere dessen stromsparende Dimensionierung. Diese Schaltungsauslegung des hysteresebehafteten Komparators hat auf die Signallaufzeiten ihren größten Einfluß. Bei $U_S = 5$ V, $\vartheta_a = 25$ °C, $R_L = 1$ kΩ und $C_L = 10$ pF betragen die typischen Werte für die Verzögerungszeiten der HL-Flanke und der LH-Flanke eines Eingangsimpulses $t_{pHL} = 1{,}3$ µs bzw. $t_{pLH} = 0{,}9$ µs. Diese Angaben sind mittlere Werte, die an 10 Bausteinen bestimmt wurden. Unter gleichen Meßbedingungen wurden folgende typische Zeiten für die Anstiegs- und Abfallzeiten des Ausgangsimpulses ermittelt: $t_{LH} = 200$ ns und $t_{HL} = 80$ ns. Verringert man bei sonst gleichen Meßbedingungen die Lastkapazität auf $C_L = 15$ pF, dann ergeben sich für die Flankenzeiten $t_{LH} = t_{LH} = 60$ ns. Alle genannten Werte liegen deutlich unter dem für TTL-Schal-

tungen geforderten Wert von $t_{HL} = t_{LH} \leq 1\ \mu s$, so daß auch die dynamische Kompatiblität des *A 302 D* zu TTL-Schaltkreisen gegeben ist. Die relativ große Signallaufzeit kann bei den meist relativ langsamen Anwendungen vernachlässigt werden.

2.2. Der A 302 D als Pufferverstärker, Pegelumsetzer und Leitungsempfänger

Grundsätzlich eignet sich der *A 302 D* in den Fällen, in denen die Signallaufzeit des Bausteins vernachlässigt werden kann oder keinen funktionellen Einfluß aufweist, als Puffer für TTL- und CMOS-Schaltkreise, wenn die Speisespannung innerhalb des zulässigen Bereichs liegt. Zusätzlich ist neben dem *A 302 D* nur ein Lastwiderstand notwendig, der ausgangsseitig für die korrekten H- und L-Potentiale sorgt und in weiten Grenzen entsprechend den Daten des *A 302 D* festlegbar ist. Neben der Pufferfunktion regeneriert der *A 302 D* zusätzlich die weiterzuleitenden Impulse, wenn deren Anstiegszeiten größer als die des Bausteins *A 302 D* sind. Auf Grund seiner Hysterese führen auch stark verschliffene Eingangsimpulse nicht zu Fehlschaltungen in den dem Puffer nachgeschalteten TTL-IS. Als typische Beispiele für Anwendungen eines nichtinvertierenden Pufferverstärkers können genannt werden: Treiber für Rücksetzleitungen in vielstelligen Zählern, Leitungstreiber, Leistungsverstärker zum Ansteuern von LED und Relais, von CMOS- und TTL-Schaltkreisen usw. Sehr brauchbar ist der Schwellspannungsschaltkreis *A 302 D* auch als Pegelumsetzer zwischen CMOS- und TTL-IS, wobei die Speisespannung der CMOS-Schaltkreise zwischen $U_S = 5$ V und $U_S = 15$ V betragen darf. Man verwendet die in Bild 2.1 vorgestellte Schaltung. Der Spannungsteiler mit den Widerständen $R1$ und $R2$ ist so zu dimensionieren, daß bei H-Pegel am Ausgang der CMOS-IS die Eingangsspannung des *A 302 D* gerade den Wert seiner Speisespannung erreicht. Dynamische Störungen können unterdrückt werden, wenn man $R2$ mit einem Kondensator $C1$ überbrückt. Weitere Hinweise für den Betrieb des *A 302 D* als Pegelumsetzer findet man in [3]. Die dort zum Trigger *A 902 D* gemachten Angaben gelten sinngemäß auch für den *A 302 D*. An gleicher Stelle findet der Leser auch Anmerkungen zum Einsatz des *A 902 D* als Leitungsempfänger mit Störsignalunter-

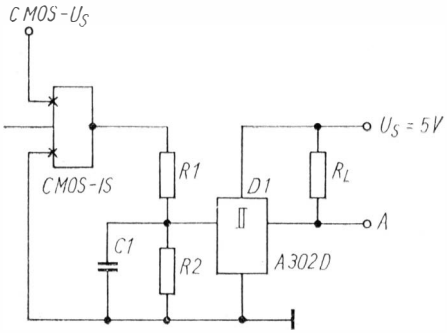


Bild 2.1 Koppelschaltung zwischen CMOS-IS und *A 302 D*

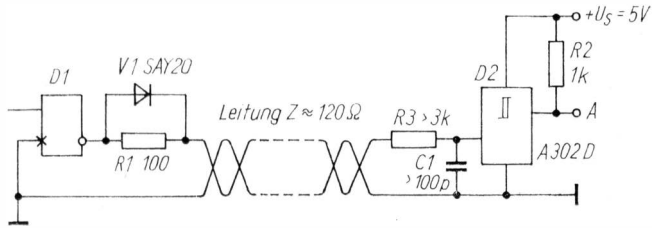


Bild 2.2 Leitungsempfänger mit dem *A 302 D*

drückung. Auch diese Darstellungen sind auf das Bauelement *A 302 D* übertragbar. Bild 2.2 soll die Problematik näher erklären. Ein oftmals praktisch zu lösendes Problem ist die möglichst störsichere Übertragung von TTL-Signalen über größere Entfernungen. Solange die Signalfrequenzen zwischen $f = 0$ Hz und $f = 20$ kHz liegen und die Entfernungen Werte von $l = 100$ m nicht wesentlich übersteigen, ist die in Bild 2.2, das [3] entnommen wurde, dargestellte Lösung hinsichtlich Störsicherheit und Aufwand optimal zur Übertragung langsamer bis mittelschneller TTL-Pegel. Die Schaltung nach Bild 2.2 eignet sich gleichermaßen als Leitungsempfänger mit angepaßtem Kabeltreiber wie als Interface für Steuersignale, die aus anderen Quellen stammen. Für den Fall der Übertragung von TTL-Signalen über eine Leitung ist eine Senderanpassung nützlich. Man benutzt dann eine verdrillte Fernmeldeleitung, deren Wellenwiderstand typisch

etwa $R = 100\ \Omega$ bis $R = 120\ \Omega$ beträgt. Diese Verbindung ist am Eingang, also am Sender, angepaßt und am Ausgang offen. Als Sender eignet sich ein Standard-TTL-Gatter oder ein TTL-Inverter. Die Anpassung wird bei H-Pegel am Ausgang von D1 vom Innenwiderstand des Gatters bewirkt. Die Diode V1 überbrückt $R1$, so daß dieser Widerstand bei H-Potential am Ausgang von D1 unwirksam ist. Bei L-Pegel am Gatterausgang von D1 sperrt die Diode V1, und die Anpassung erfolgt mit $R1$. Dieses senderseitige Anpassen verhindert Reflexionen (ohne den L-Störabstand zu verschlechtern) wie bei empfängerseitiger Anpassung. Das Integrationsglied am Eingang des Empfängers unterdrückt Störimpulse wirkungsvoll. Der Widerstand $R3$ muß wesentlich größer als der Wellenwiderstand der Leitung sein. Nach [3] sollte $R3 \geqq 3\ \text{k}\Omega$ gelten. Die Dimensionierung der Zeitkonstante $\tau = R3 \cdot C1$ ist abhängig von der maximal zulässigen Flankenverzögerung, die ihrerseits bestimmend für die mögliche obere Impulsfrequenz ist. Der Kondensator $C1$ kann in weiten Grenzen gewählt werden. Im Hinblick auf Exemplarstreuungen der Eingangskapazität des *A 302 D* sollte $C1$ nicht den Wert $C1 = 100\ \text{pF}$ unterschreiten.

2.3. Triggerschaltungen mit dem A 302 D

Betrachtet man als Kriterium für die Funktion des *A 302 D* den Verlauf der Ausgangsspannung mit angeschlossenem Kollektorwiderstand in Abhängigkeit von der Eingangsspannung, dann realisiert der *A 302 D* einen nichtinvertierenden Trigger, dessen Ein- und Ausschaltspannungen proportional seiner Speisespannung sind. Weitere Eigenschaften des Triggers sind der extrem große Eingangswiderstand und die sehr geringe Temperaturabhängigkeit der Ein- und der Ausschaltspannungen. Mit dieser Charakteristik ist das Bauelement *A 302 D* unter anderem besonders für solche Aufgaben geeignet, bei denen Spannungsteiler, deren Teilverhältnis von bestimmten physikalischen Größen (Temperatur, Druck, Licht usw.) abhängig ist, hinsichtlich eines Schwellwerts abgetastet werden müssen. Das Bild 2.3 zeigt einige typische Applikationen. Der geringe Eingangsstrom des *A 302 D* erlaubt Querströme durch die Spannungsteiler bis hinunter zu Werten von $I_q = 1\ \mu\text{A}$, so daß auch extrem hochohmige Span-

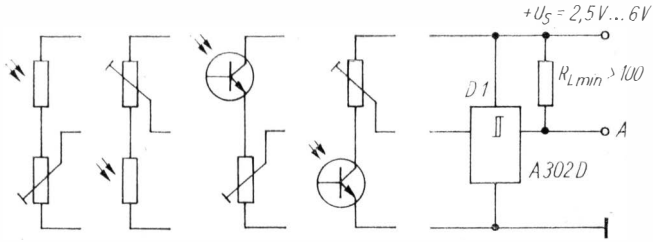


Bild 2.3 Grenzwertmelder mit dem *A 302 D*

nungsteiler sicher abgetastet werden können. Die Teiler werden so dimensioniert, daß der Trigger im Normalfall entweder ein- oder ausgeschaltet ist. Der Ausgang des *A 302 D* führt dann L- bzw. H-Potential. Die sich verändernde Einflußgröße des Spannungsteilers verursacht über den von ihr abhängigen Widerstand oder Stromgenerator eine Spannungspegeländerung am Triggereingang. Je nachdem, ob dabei die Ein- oder die Ausschaltspannung unter- bzw. überschritten wird, schaltet der Trigger ein oder aus. Hingenommen werden muß bei allen Applikationen entsprechend dem Bild 2.3 die nichtveränderliche Hysterese des *A 302 D* der deshalb meist nur als Schwellwertdetektor und weniger als Zweipunktregler nutzbar ist.

Einen Ausweg bietet allerdings der in Bild 2.4 vorgestellte Schaltungstrick. Die 3 zusätzlichen Bauelemente V1, *R*1 und *R*2 vermindern die Hysterese des Triggers auf $U_{hys} = 0{,}1$ V. Die Funktion dieser Triggerschaltung kann wie folgt erläutert werden: Zunächst soll die Spannung an E nur niedrige positive Werte

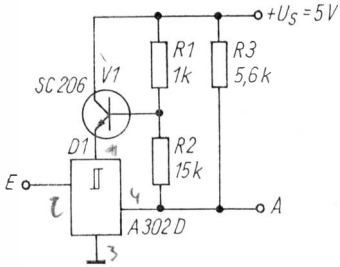


Bild 2.4
Triggerschaltung mit verminderter Hysterese

aufweisen. Der Trigger ist dann eingeschaltet, und seine Ausgangsspannung ist praktisch gleich dem Massepotential, wenn man die Kollektor-Emitter-Restspannung des Ausgangstransistors des integrierten Schaltkreises D1 unberücksichtigt läßt. Als Speisespannung für den Baustein *A 302 D* wirkt U_S minus der Summe aus der Basis-Emitter-Spannung des Transistors V1 plus dem Spannungsabfall über dem Widerstand $R1$. Für die Speisespannung am *A 302 D* U_{SD1} gilt also:

$$U_{SD1} = U_S - \left(U_{BEV1} + \frac{U_S \cdot R1}{R1 + R2}\right) \tag{6}$$

Für die Ausschaltspannung gilt dann:

$$U_{aus} = \alpha_a \cdot \left(U_S - U_{BEV1} - \frac{U_S \cdot R1}{R1 + R2}\right) \tag{7}$$

Erreicht die Eingangsspannung den Wert U_{aus}, so schaltet der Trigger *A 302 D* an seinem Ausgang auf eine Spannung um, die etwa gleich der Speisespannung U_S ist, wenn man den Basisstrom des Transistors V1 und den Reststrom des Ausgangstransistors vernachlässigt. Damit ändert sich aber gleichzeitig die Speisespannung U_S für D1, weil über den Widerstand $R1$ nahezu keine Spannung mehr abfällt. Sinkt jetzt die Eingangsspannung wieder in Richtung geringerer Pegel, dann wird der Trigger entsprechend der folgenden Näherungsbeziehung wieder eingeschaltet:

$$U_{ein} = \alpha_e \cdot (U_S - U_{BEV1}) \tag{8}$$

Die verringerte Hysterese wird also dadurch erreicht, daß entsprechend der Gleichung (7) der Trigger schon bei einer erheblich niedrigeren positiven Spannung ausschaltet, als das ohne den Teiler mit den Widerständen R1 und R2 möglich wäre. Entfernt man $R2$ aus der Schaltung nach Bild 2.4, so gilt für die Hysterese:

$$U_{hys} = (\alpha_a - \alpha_e) \cdot (U_S - U_{BEV1}) \tag{9}$$

Mit dem Widerstand $R1$ verringert sich die Hysterese in erster Näherung auf:

$$U_{hys} = (\alpha_a - \alpha_e) \cdot (U_S - B_{BEV1}) - \alpha_a \cdot \left(\frac{U_S \cdot R1}{R1 + R2}\right) \tag{10}$$

Entsprechend dieser Gleichung kann also bei einem Trigger, wie ihn das Bild 2.4 zeigt, die Hysterese in Richtung niedriger Werte verschoben werden. Aus Gründen der Stabilität sollte aber die Hysterese nicht niedriger als $U_{hys} = 50$ mV gewählt werden.

2.4. Parklichtschalter mit dem A 302 D

Als praktisches Beispiel für einen von der Helligkeit des Tageslichts abhängigen Schalter soll nachstehend ein automatisch arbeitender Parklichtschalter für Kraftfahrzeuge kurz beschrieben werden. Die im Bild 2.5 dargestellte Schaltung wurde für eine Speisespannung von $U_S = 12$ V dimensioniert. Die Z-Diode V1 stabilisiert die Versorgungsspannung von D1 auf $U_{ZV1} = 5{,}1$ V. Mit dieser Spannung wird auch der Teiler aus dem Einstellwiderstand *R*1 und dem Fotowiderstand *R*2 betrieben. Solange die Helligkeit des Tageslichts genügende Werte aufweist, liegt die Spannung am Eingang des *A 302 D* oberhalb von dessen Ausschaltspannung. D1 ist ausgeschaltet, und der Ausgang führt H-Pegel. Die Koppel-Z-Diode sperrt, und der Transistor V3 erhält keinen Basisstrom. Damit ist der Stromfluß im Kollektor von V3 unterbrochen. Mit zunehmender Dämmerung vergrößert sich der Widerstand von *R*2. Die Spannung am Eingang der D1 sinkt. Mit dem Unterschreiten der Einschaltspannung am Eingang

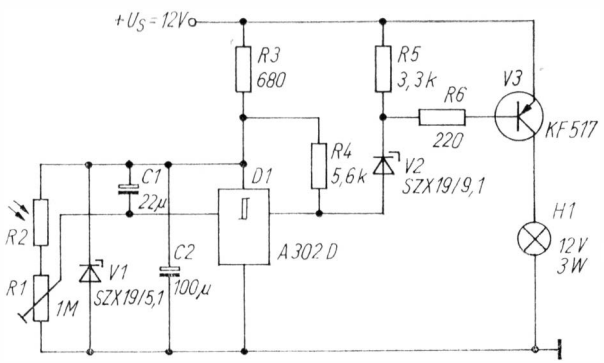


Bild 2.5 Automatischer Parklichtschalter

des *A 302 D* kippt dessen Ausgang in Richtung L-Pegel. Jetzt leitet die Z-Diode V2, und in die Basis des Transistors V3 fließt ein Basisstrom, den der Widerstand *R6* begrenzt. Der einsetzende Kollektorstrom sorgt für das Aufleuchten der Lampe E1.

2.5. Aktiver Überspannungsschutz für TTL-Schaltungen

Defekte im Stromversorgungsteil, das die Speisespannung für umfangreiche TTL-Logikschaltungen liefert, können einen Anstieg der Speisespannung der TTL-IS zur Folge haben. Es ist vorteilhaft, schnellansprechende Schutzschaltungen nach dem Stabilisierungsteil anzuordnen, die bei möglichen Überspannungen für einen Kurzschluß der TTL-Speisespannung sorgen und damit die oft teuren TTL-IS vor einer Zerstörung bewahren. Bild 2.6 zeigt eine Variante mit dem *A 302 D*. Die von der Z-Diode V1 bereitgestellte Spannung $U_{ZV1} = 5$ versorgt D1 mit Strom. Der Widerstand *R4* wird am Ladekondensator des zu überwachenden Stabilisierungsteils angeschlossen. Solange dessen Ausgangsspannung dem Sollwert entspricht, ist die positive Spannung am Schleifer des Einstellreglers *R2* kleiner als die Ausschaltspannung des *A 302 D*. Der Ausgangstransistor dieses Bausteins leitet deshalb den Strom durch *R5* nach Massepotential ab. Der Thyristor V2 sperrt, und die normale Funktion des Stabilisierungsteils ist gegeben. Steigt auf Grund eines Defekts jetzt die zu überwachende Spannung an, so vergrößert sich bei konstanter

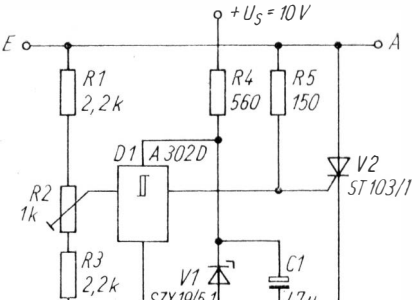


Bild 2.6
Überspannungsschutz für TTL-Stabilisierungsteile

Versorgungsspannung des *A 302 D* dessen Eingangsspannung. Erreicht diese schließlich die Ausschaltspannung von D1, so sperrt der Ausgangstransistor. Über *R5* fließt Strom durch die Gate-Katoden-Strecke des Thyristors V2. Dieser schaltet in den leitenden Zustand und verbindet die zu kontrollierende Spannung mit ihrem Massepotential. Das führt nach kurzer Zeit zum Ansprechen der Schmelzsicherung im Stabilisierungsteil und damit zur vollständigen Trennung der Stromversorgung. Die Ansprechzeit der beschriebenen Lösung betrug bei dem Erprobungsmuster $t = 20\ \mu s$. Die Ansprechspannung wurde mit dem Einstellregler auf $U_{an} = 5{,}6$ V eingestellt. Es gilt die Gleichung:

$$U_{an} = \frac{\alpha_a \cdot U_{ZV1} \cdot (R1 + R2 + R3)}{R3 + R_2'} \qquad (11)$$

Mit *R2'* wurde der untere Teilwiderstand des Einstellreglers *R2* benannt.

2.6. Sensorschalter und Entpreller mit dem A 302 D

Der *A 302 D* läßt sich auf Grund seines geringen Eigenstrombedarfs als Sensorschalter verwenden. Diese Anwendung erfordert jeweils 2 mit den Fingerkuppen überbrückbare Schaltflächen, damit der Hautwiderstand kontaktlos das Umschalten des Ausgangspegels des *A 302 D* verursachen kann. Bild 2.7 und Bild 2.8 zeigen 2 mögliche Lösungen. Bei dem Sensorschalter in Bild 2.7 stellt man mit dem Einstellpotentiometer *R1* die Spannung am Eingang des *A 302 D* so ein, daß ihr Wert etwa in der Mitte zwi-

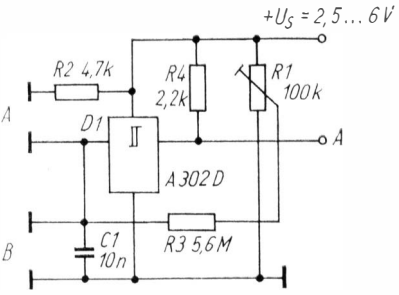


Bild 2.7
Sensorschalter mit dem *A 302 D*

schen der Aus- und der Einschaltspannung liegt. Das Antippen der Sensorfelder A oder B führt dann zum Umschalten des Ausgangs von D1 auf H- bzw. L-Potential, wobei der Schwellspannungsschaltkreis anschließend in dem eingenommenen Zustand verharrt. Der Kondensator *C*1 sorgt für einen definierten Schaltzustand beim Anlegen der Speisespannung, weil der nichtgeladene Kondensator *C*1 den Eingang des *A 302 D* zunächst mit L-Potential beaufschlagt. H-Pegel am Ausgang von D1 stellt sich ein, wenn *C*1 zwischen den Eingang des *A 302 D* und die Speisespannung geschaltet wird. Zusätzlich mindert der Kondensator *C*1 das Eindringen von Fremdspannungen, die Fehlschaltungen verursachen können. Im Gegensatz zu den entsprechenden Sensorschaltern mit dem *A 902 D* [4] braucht die Speisespannung hier nicht stabilisiert zu werden, weil sich die Schaltspannungen von D1 und die Versorgungsspannung und damit die Vorspannung des Eingangs gleichermaßen ändern. Der Widerstand *R*2 unterbindet einen Kurzschluß der Speisespannung, wenn versehentlich die an U_S und Massepotential liegenden Sensorfelder mit einem metallischen Gegenstand überbrückt werden.

Der in Bild 2.8 dargestellte Sensorschalter ist gegenüber Störspannungen erheblich unempfindlicher als die Version in Bild 2.7. Die Vorspannung des Eingangs entfällt hier. Nach dem Zuschalten der Speisespannung hält der nichtgeladene Kondensator *C*1 den Eingang des Schwellspannungsschaltkreises auf dem Massepotential, so daß der Ausgang von V1 ebenfalls diesen Pegel einnimmt. Ausgang und Eingang sind über den hochohmigen Widerstand *R*2 miteinander verbunden. Diese Rückkopplung

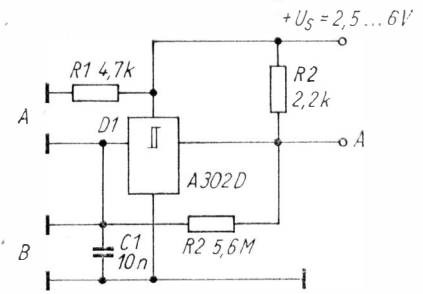


Bild 2.8
Sensorschalter mit dem *A 302 D*

ergibt eine Arbeitsweise des Bausteins, die der eines Flip-Flop entspricht. Den L-Pegel am Ausgang leitet *R2* dem Eingang des *A 302 D* zu, der somit in der eingenommenen Position verharrt. Überbrückt man nun die Sensorflächen A und ist dabei der diese Flächen überbrückende Widerstand kleiner als etwa $0{,}3 \cdot R2$, so schaltet der *A 302 D* an seinem Ausgang auf H-Potential. Dieser Pegel wird wieder über *R2* dem Eingang zugeleitet, und D1 verbleibt in dieser Lage auch dann, wenn die schwach leitende Verbindung der Sensorflächen A unterbleibt. Der Einfluß von Störungen wird bei dieser Lösung dadurch vermindert, daß zum Umschalten von V1 erheblich größere Eingangsspannungsänderungen erforderlich sind, als das bei dem Sensorschalter nach Bild 2.7 der Fall war. Natürlich kann durch Umlöten des Kondensators *C1* auch die Vorzugslage nach dem Einschalten geändert werden. *R1* hat die gleiche Funktion wie der Widerstand *R2* in Bild 2.7.

Die Beschaltung, in der der *A 302 D* quasi als bistabiler Multivibrator betrieben wird, läßt sich entsprechend Bild 2.9 auch ausgezeichnet als Entprellschaltung für mechanisch betätigte Tasten und Schalter nutzen. D1 kippt jeweils bei der allerersten Kontaktberührung. Die dieser folgenden Prellimpulse werden wirkungsvoll unterdrückt und führen nicht zu Eingabestörungen. Die Funktion der Entprellschaltung entspricht dem Sensorschalter nach Bild 2.8, so daß sich ausführliche Erläuterungen erübrigen. Der Unterschied besteht eigentlich nur in der Dimensionierung des Rückführungswiderstands. Dieser wurde niederohmig gewählt, damit ein nennenswerter Strom durch den Schaltkontakt fließt.

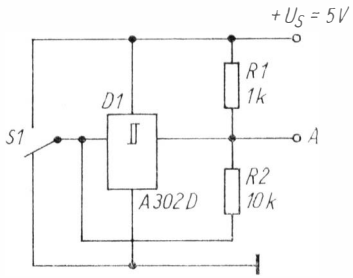


Bild 2.9
Entprellschaltung für mechanische Kontakte

2.7. Triggerschaltung zur Umformung einer Wechselspannung in eine frequenzgleiche Rechteckspannung

Im Frequenzbereich bis etwa $f = 100$ kHz ist es mit dem *A 302 D* möglich, Sinusspannungen in frequenzgleiche Rechteckspannungen zu überführen. Die Anstiegs- und Abfallzeiten der Rechteckspannung ermöglichen deren Weiterverarbeitung mit TTL-Schaltkreisen. Bild 2.10 zeigt die praktische Triggerschaltung. Der Kondensator *C*1 trennt den interessierenden Wechselspannungsanteil der Eingangsspannung ab und leitet ihn über den Schutzwiderstand *R*2 dem Triggereingang zu. *R*1 und die beiden Dioden V1 und V2 schützen den Baustein D1 vor positiven und negativen Überspannungen. Mit dem Potentiometer *R*3 läßt sich der Triggerpegel einstellen. Der Eingangswiderstand des Triggers entspricht in erster Näherung dem Widerstand *R*2, der auch hochohmiger sein kann. Die vom *A 302 D* vorgegebene Hysterese von typisch $U_{hys} = 0{,}35$ V bei einer Speisespannung $U_S = 5$ V ist bestimmend für die erreichbare Eingangsempfindlichkeit. Das Erprobungsmuster schaltete bei effektiven Eingangsspannungen von $u_e = 0{,}15$ V sicher um. Die Mehrzahl der getesteten Bausteine ermöglicht den Betrieb mit Frequenzen der Eingangssinusspannungen bis zu $f = 200$ kHz.

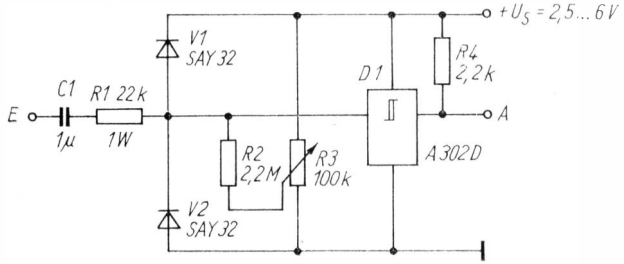


Bild 2.10 Wechselspannungstrigger mit dem *A 302 D*

3. Anwendungsbeispiele der IS A 302 D in monostabilen Kippstufen

Monostabile Kippstufen oder Multivibratoren liefern als Folge eines kurzen Triggerimpulses ein zeitlich begrenztes Ausgangssignal, dessen Dauer von der Zeitkonstante eines RC-Glieds abhängig ist. Der interne Aufbau des *A 302 D* ermöglicht das Realisieren von monostabilen Kippschaltungen, bei denen die Dauer des Ausgangsimpulses nur sehr wenig von Änderungen der Speisespannung abhängig ist. Weiterhin kann bei der Nutzung von Metallschichtwiderständen und Kunstfolienkondensatoren für die Bauelemente des zeitbestimmenden *RC*-Glieds eine hohe Temperaturkonstante der Impulszeit erwartet werden. Diese Vorteile sind nicht gegeben, wenn in den nachstehenden Schaltungen der Baustein *A 902 D* verwendet wird, dessen innere Schaltung sich erheblich von der im *A 302 D* benutzten unterscheidet.

3.1. Zeitschalter für verschiedene Aufgaben

Die in Bild 3.1 und Bild 3.2 vorgestellten Zeitschalter steuern nach ihrer Auslösung jeweils ein Relais für eine vorgewählte Zeitdauer in den Arbeitsbetrieb. Im Bild 3.2 wurde ein zusätzlicher Transistor notwendig, so daß in diesem Zeitschalter auch Relais mit einem Spulenwiderstand von $R \leqq 100\ \Omega$ benutzt werden können. Im sonstigen Aufbau und in der Funktion gibt es keine wesentlichen Unterschiede zwischen diesen beiden Applikationen. Die Beschreibung der Funktion kann deshalb am Beispiel des Stromlaufplans nach Bild 3.1 vorgenommen werden. Zum Zeitpunkt des Anlegens der Versorgungsspannung ist der zeitbestimmende Kondensator *C1* ohne Ladung. Der Eingang von D1 liegt auf Massepotential. Der Schaltkreis erhält über den Umschaltkontakt k1 zunächst keine Verbindung mit dem Massepotential, und das Relais K ist nicht angezogen. Den Kippvorgang leitet ein kurzer Tastendruck auf S ein. Der Stromfluß über den entladenen Kondensator *C2* führt zum Anziehen des Relais K, das sich anschließend selbst in dieser Lage hält, weil der Arbeits-

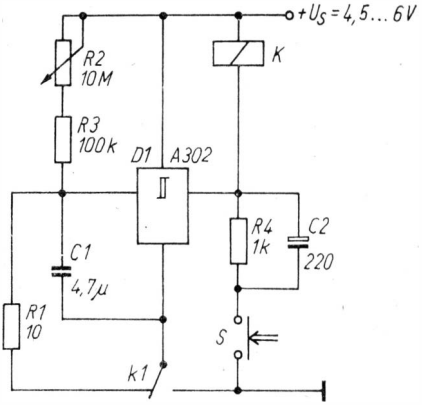


Bild 3.1
Zeitschalter mit dem *A 302 D*

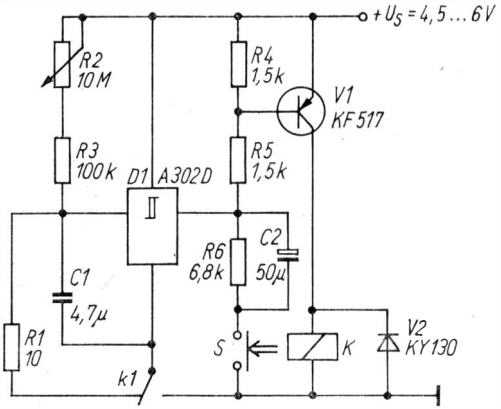


Bild 3.2 Zeitschalter mit dem *A 302 D* für niederohmige Relais

kontakt k1 den Schaltkreis D1 mit dem Massepotential verbindet. *C*1 ist nicht geladen, so daß der im Ausgangstransistor von D1 fließende Strom für das Halten des Relais auch nach dem Loslassen der Starttaste sorgt. Gleichzeitig ist der mit k1 und *R*1 bewirkte Kurzschluß des Kondensators *C*1 aufgehoben. Dieser kann sich deshalb nun über den durch die zeitbestimmenden Widerstände *R*2 und *R*3 fließenden Strom auf eine positive Span-

nung aufladen. Der zeitliche Verlauf der Spannung über dem Kondensator *C*1 entspricht der e-Funktion. Innerhalb dieses Schaltzustands verbleibt die Kippschaltung so lange, bis die Spannung über *C*1 den Wert der Ausschaltspannung des *A 302 D* erreicht. Der Kollektorstrom des Ausgangstransistors wird unterbrochen, und das Relais fällt in seine Ruhelage zurück. Über k1 und R1 entlädt sich C1 in kurzer Zeit, und der Kippvorgang ist damit beendet.

Für die Dauer t, in der das Relais K sich in seiner Arbeitslage befindet, ist die für *C*1 notwendige Aufladezeit zuständig. Allgemein gilt für die Aufladung eines Kondensators *C* über einen Widerstand *R*, der mit der Spannungsquelle *U* verbunden ist, bis zu einer Schaltspannung U_{sch} die Gleichung:

$$t = R \cdot C \cdot \ln \frac{U}{U - U_{sch}} \tag{12}$$

Setzt man in (12) die realen Größen des Zeitschalters in Bild 3.1 ein, so folgt:

$$t = (R2 + R3) \cdot C1 \cdot \ln \frac{U_S}{U_S - \alpha_a \cdot U_S} \tag{13}$$

$$t = (R2 + R3) \cdot C1 \cdot \ln \frac{1}{1 - \alpha_a} \tag{14}$$

Mit dem typischen Wert $\alpha_a = 0{,}587$ erhält man schließlich:

$$t = (R2 + R3) \cdot C1 \cdot 0{,}88 \tag{15}$$

Entsprechend der Gleichung (14) kann der *A 302 D* nur über den Koeffizienten α_a Einfluß auf die Kippzeit nehmen, wenn der Eingangsstrom von D1 gegenüber dem kleinstmöglichen Ladestrom zu vernachlässigen ist. Letzterer ist im betrachteten Applikationsbeispiel etwa 2 Größenordnungen höher als der typische Eingangsstrom von D1. Der Koeffizient α_a ist, wie man Bild 1.11 entnehmen kann, nahezu nicht von der Umgebungstemperatur und entsprechend dem Bild 1.9 nur wenig von der Speisespannung abhängig. Die zeitliche Konstanz der Kippdauer ist aus diesem Grund weitgehend eine Funktion der Qualität der im *RC*-Glied benutzten Bauelemente. Vorteilhafterweise verwendet man für *R*3 einen Widerstand der Baureihe *BR 23*, für *R*2 ein Dickschichtpotentiometer und für *C* einen MKC-Kondensator.

Die Drift der Kippdauer mit der Temperatur ist dann minimal und unterschreitet Werte von $\Delta t/t \cdot \Delta \vartheta_a = 0{,}1\%$ K. Bei dem Erprobungsmuster konnte ein Zeitbereich von $t = 0{,}4$ s bis $t = 43$ s überstrichen werden.

3.2. Monostabile Kippschaltung zur Erzeugung kurzer Impulse

Die in Bild 3.3 gezeigte monostabile Kippschaltung entspricht in ihrer Funktion der bekannten TTL-Variante. Die Kippschaltung liefert schmale negativ gerichtete Nadelimpulse, deren Dauer etwa $t = 1$ µs beträgt. Im Ausgangszustand befindet sich der Eingang E auf L-Potential. Dadurch liegt der Ausgang des Gatters D1 auf H-Pegel, und gleiches Potential weist auch der Ausgang des Triggers *A 302 D* auf. Wegen der direkten Verbindung eines Eingangs des Gatters D3 mit dem Eingang E hat der Ausgang der Schaltung ebenfalls H-Pegel. Die positive Flanke eines Eingangsimpulses schaltet nun, da nach dieser beide Eingänge von D3 H-Potential aufweisen, sofort den Ausgang dieses Gatters auf L-Pegel. Gleichzeitig durchläuft das Signal die Gatter D1 und D2, wobei es insbesondere von dem Trigger verzögert wird. Schließlich schaltet der Ausgang von D2 auf L-Pegel um, so daß dadurch der Ausgang von D3 wieder auf H-Potential zurückschaltet. Das Ergebnis dieser Arbeitsweise sind schmale, negativ gerichtete Impulse am Ausgang des Gatters D3 zum Zeitpunkt der LH-Flanke des Eingangsimpulses. Die Dauer t der Impulse entspricht etwa dem arithmetischen Mittel aus der Verzögerung einer LH-Flanke und einer HL-Flanke durch D2,

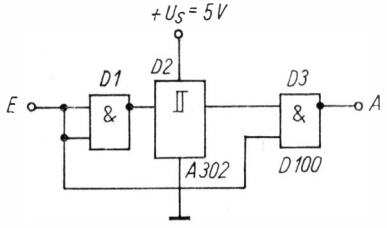


Bild 3.3
Monostabile Kippstufe zur Erzeugung kurzer Impulse

wenn man die Verzögerung des Gatters D1 vernachlässigt. Es gilt also:

$$t = n \cdot 0{,}5 \cdot (t_{pHL} + t_{pLH}) \qquad (16)$$

Für n ist die Zahl der eingeschalteten Bausteine *A 302 D* einzusetzen.

3.3. Monostabile Multivibratoren mit dem A 302 D und zusätzlichen Transistoren und TTL-Gattern

In den Fällen, in denen die Genauigkeit der Kippdauer keine wesentliche Rolle spielt, sondern es nur wichtig ist, mit möglichst kleinen Kondensatoren eine lange Kippzeit zu erreichen, kann man die in Bild 3.4 vorgestellte Schaltung verwenden. Diese Lösung entspricht in ihrem Aufbau weitgehend dem bekannten Monovibrator mit TTL-Gattern. Im Ruhezustand führen beide Eingänge des Gatters D1 H-Potential. Am Ausgang dieses Gatters liegt deshalb L-Pegel, und der Kondensator *C2* ist ohne Ladung. Der Trigger D2 hat L-Potential am Eingang und Ausgang. Aus diesem Grund weist der Ausgang des Gatters D3 H-Pegel auf. Die negative Flanke eines Triggerimpulses an E schaltet zunächst D1 am Ausgang auf H-Pegel. Über den nichtgeladenen Kondensator *C2* gelangt dieses Potential an den Eingang von D2, der ebenfalls seinen Ausgangspegel wechselt. Das daraus resultierende L-Potential am Ausgang von D3 hält den Monovibrator auch nach dem Ende des Triggerimpulses in dieser Lage. Nach

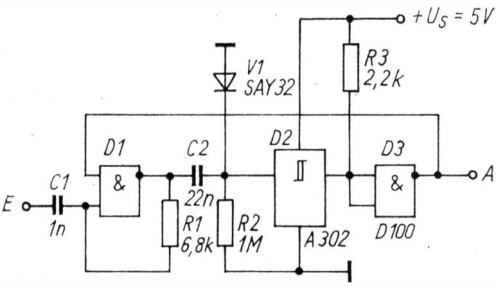


Bild 3.4 Monostabiler Multivibrator mit dem *A 302 D* und TTL-Gattern

dem eben beschriebenen Einschalten lädt sich der Kondensator $C2$ über $R2$ so lange auf, bis das Potential am Eingang des Schwellspannungsschaltkreises D2 so weit gesunken ist, daß die Einschaltspannung des *A 302 D* erreicht wird. Dieser und die beiden Gatter schalten um, und der monostabile Multivibrator befindet sich wieder in seiner stabilen Lage. Für die Kippzeit t gilt die Näherung:

$$t = R2 \cdot C1 \cdot \ln \frac{U_{\mathrm{OHD1}}}{U_{\mathrm{S}} \cdot \alpha_{\mathrm{e}}} \tag{17}$$

Die Spannung am Ausgang des Gatters D1 bei H-Pegel beträgt zumeist $U_{\mathrm{OHD1}} = 3{,}5$ V. Damit folgt aus der Gleichung (17):

$$t = R2 \cdot C1 \cdot 0{,}3 \tag{18}$$

Die wegen ihrer Abhängigkeit von der Ausgangsspannung schlechte Stabilität der Kippdauer des Gatters D1 läßt sich verbessern, wenn zwischen dem Ausgang von D1 und der Speisespannung ein Widerstand geschaltet wird. Der H-Pegel am Ausgang dieses Gatters erreicht dann nahezu den Wert der Speisespannung. Für t gilt in diesem Fall:

$$t = R2 \cdot C1 \cdot \ln \frac{1}{\alpha_{\mathrm{e}}} \tag{19}$$

$$t = R2 \cdot C1 \cdot 0{,}66 \tag{20}$$

Die Diode V1 parallel zu dem Widerstand $R2$ ermöglicht ein schnelles Entladen des Kondensators $C2$ nach dem Ende der monostabilen Phase.

Einen zusätzlichen Transistor erfordert der monostabile Multivibrator nach Bild 3.5. In der stabilen Lage sperrt V2. Der Ausgang A führt H-Pegel, weil der Eingang von D1 über den Widerstand $R1$ an der Speisespannung liegt. Der Kondensator $C1$ ist nicht geladen. Getriggert wird der Monovibrator entsprechend den Oszillogrammen in Bild 3.6 mit einem positiven Impuls an der Basis des Transistors V2. Der Triggerimpuls bewirkt eine kurzzeitige Pegelabsenkung am Ausgang von D1 und schaltet damit den monostabilen Multivibrator ein. Der Ausgang A hat dann L-Potential. Der entladene Kondensator $C1$ lädt sich über den Widerstand $R1$ – die Diode V1 sperrt dabei – auf positive Spannungswerte auf. Dieser Ladevorgang endet mit dem Erreichen der Ausschaltspannung von D1. Der Trigger kippt dann an seinem

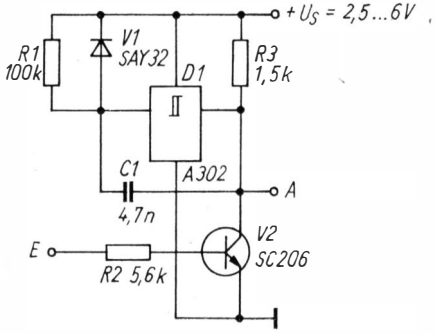


Bild 3.5
Monostabiler Multivibrator mit dem *A 302 D* und zusätzlichem Transistor

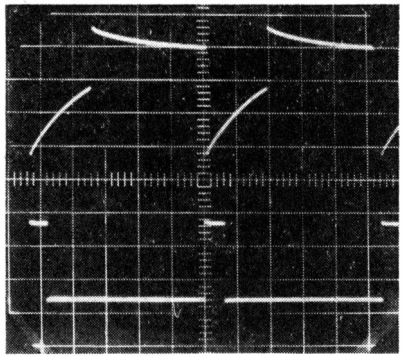


Bild 3.6
Oszillogramme zu Bild 3.5. Oben: Spannungsverlauf am Eingang von D1 (Maßstab: 1,5 V/RE); unten: Triggerimpulse an E (Maßstab: 1,5 V/RE)

Ausgang auf H-Potential zurück. Jetzt entlädt sich *C*1 über die leitende Diode V1 und den Widerstand *R*3. Vernachlässigt man die Kollektor-Emitter-Restspannung des Ausgangstransistors von V2, dann gilt für die Kippdauer t die Gleichung:

$$t = R1 \cdot C1 \cdot \ln \frac{1}{1 - \alpha_a} \tag{21}$$

$$t = R1 \cdot C1 \cdot 0{,}88 \tag{22}$$

Bei dem Erprobungsmuster wurde $t = 0{,}4$ ms gemessen. Die Oszillogramme in Bild 3.7 stellen den Verlauf der Ausgangsimpulse und der Spannung am Eingang des *A 302 D* dar.

Bild 3.8 und Bild 3.10 zeigen Stromlaufpläne sehr genau arbeitender monostabiler Multivibratoren. In beiden Varianten setzt

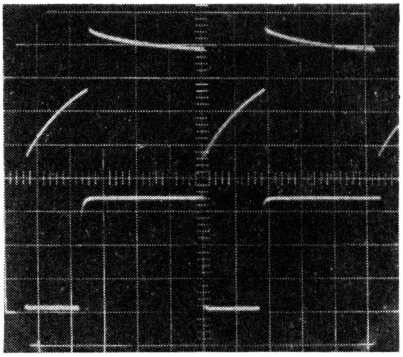


Bild 3.7
Oszillogramme zu Bild 3.5. Oben: Spannungsverlauf am Eingang von D1 (Maßstab: 1,5 V/RE); unten: Ausgangsimpulse an *A* (Maßstab: 1,5 V/RE)

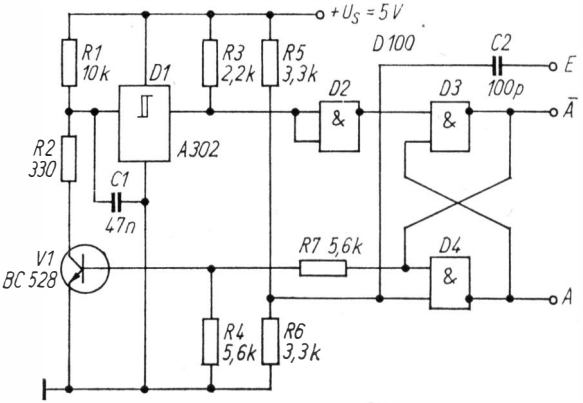


Bild 3.8 Monostabiler Multivibrator mit dem *A 302 D* und zusätzlichem RS-Flip-Flop aus NAND-Gattern

der Startimpuls ein mit Gattern verwirklichtes RS-Flip-Flop, das nach Ablauf der Aufladezeit eines *RC*-Glieds von dem als Vergleicher wirkenden Schwellspannungsschaltkreis *A 302 D* zurückgestellt wird. Im Stromlaufplan nach Bild 3.8 wurde das RS-Flip-Flop mit NAND-Gattern aufgebaut. In der stabilen Lage führt der H-Pegel am Ausgang des Gatters D3 zum Leiten des Transistors V1. Der zeitbestimmende Kondensator *C*1 ist praktisch ohne Ladung. Am Ausgang von D1 ist deshalb L-Potential meßbar. Das Gatter D2 invertiert diesen Pegel. Ein

negativ gerichteter Triggerimpuls an E kippt das RS-Flip-Flop mit den Gattern D3 und D4. Der Transistor V1 sperrt, und die Aufladung von $C1$ über $R1$ beginnt. Der Schaltzustand des Gatters D2 verändert sich zunächst nicht. Erst mit dem Erreichen der Ausschaltspannung von D1 kippt dessen Ausgangspegel von vorher L- in Richtung H-Potential. Damit erhält aber der mit dem Ausgang von D2 verbundene Eingang des Gatters D3 L-Pegel, und das RS-Flip-Flop wird zurückgesetzt. Der Transistor V1 leitet dann wieder und entlädt über $R2$ den Kondensator $C1$ schnell. Kurz nach dem Beginn der Entladung von $C1$ unterschreitet die Spannung über diesen Kondensator den Wert der Einschaltspannung von D1. Dieser schaltet um, und damit stellt sich der Ausgang des Gatters D2 wieder auf H-Pegel. Nach der vollständigen Entladung von $C1$ kann erneut getriggert werden. Für die Dauer der monostabilen Phase t gelten die Gleichungen (21) und (22).

Am Erprobungsmuster wurde eine Kippzeit von $t = 0{,}4$ ms gemessen. Die Oszillogramme in Bild 3.9 stellen die Impulsverläufe an wesentlichen Schaltungspunkten dar. Der monostabile Multivibrator darf, wenn Zeitfehler unterbleiben sollen, erst dann wieder in seinen instabilen Zustand versetzt werden, wenn der Kondensator $C1$ vollständig entladen ist. Für diese Wartezeit t_w gilt die Näherung:

$$t_w = 7 \cdot R2 \cdot C1 \tag{23}$$

Im Gegensatz zum eben erläuterten monostabilen Multivibrator,

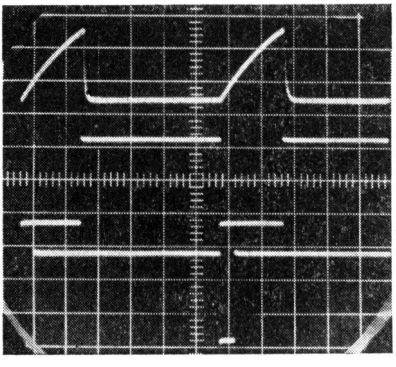


Bild 3.9
Oszillogramme zu Bild 3.8. Oben: Spannungsverlauf über $C1$ (Maßstab: 1,5 V/RE); Mitte: Ausgangsimpulse an A (Maßstab: 1,5 V/RE); unten: Triggerimpulse an E (Maßstab: 1,5 V/RE)

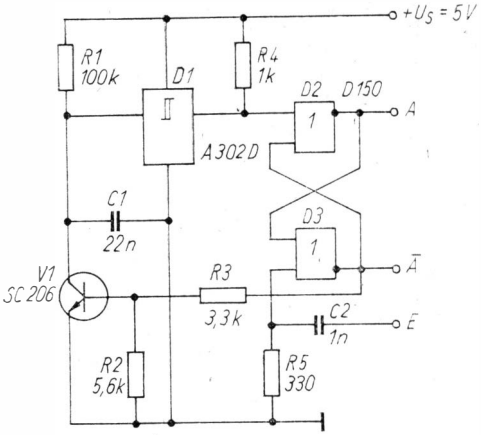


Bild 3.10 Monostabiler Multivibrator mit dem *A 302 D* und zusätzlichem RS-Flip-Flop aus NOR-Gattern

der durch die negative Flanke eines Triggerimpulses gestartet wurde, schaltet sich die in Bild 3.10 dargestellte Version mit der positiven Flanke eines Taktimpulses ein. Grund dafür ist das RS-Flip-Flop, das hier aus NOR-Gattern des Bausteins *D 150 D* besteht. In der Ruhelage befinden sich die beiden Eingänge des Gatters D3 auf L-Potential. Der Ausgang dieses Gatters führt H-Pegel, und der Transistor V1 leitet. Der Kondensator *C*1 ist entladen. Dadurch liegt am Ausgang von D1 L-Potential. Die positive Flanke eines Triggerimpulses an E führt über *C*2 zum kurzzeitigen Anheben des Pegels über dem Widerstand R5 auf H-Potential. Das RS-Flip-Flop wechselt seine Lage, der Transistor V1 sperrt anschließend, und der Kondensator *C*1 lädt sich über den Widerstand *R*1 in positiver Richtung auf. Zu Ende ist dieser Spannungsanstieg – man kann das auch den Oszillogrammen (Bild 3.11) entnehmen –, wenn die Spannung über *C*1 die Ausschaltspannung von D1 erreicht. Sein Ausgang kippt auf H-Pegel, wodurch das RS-Flip-Flop in die Ausgangslage zurückgesetzt wird. Der Transistor V1 entlädt anschließend den Kondensator *C*1 mit hoher Geschwindigkeit. Im Kollektorkreis von V1 wurde kein strombegrenzender Widerstand eingeschaltet. Einen zu großen Kollektorstrom unterbindet einmal der über R3 flie-

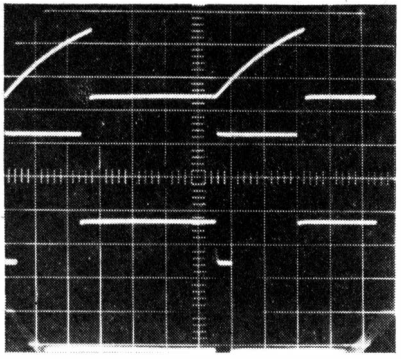


Bild 3.11
Oszillogramme zu Bild 3.10. Oben: Spannungsverlauf über C1 (Maßstab: 1,5 V/RE); Mitte: Ausgangsimpulse an A (Maßstab: 1,5 V/RE); unten: Triggerimpulse an E (Maßstab: 1,5 V/RE)

ßende endliche Basisstrom für den Transistor V1 und dessen ebenfalls endliche Stromverstärkung. Die Entladezeit t_{ent} ist dadurch sehr kurz. Nimmt man zur Vereinfachung an, daß der Kollektorstrom I_{CV1} während der Entladezeit konstant ist, dann gilt die nachstehende Näherungsbeziehung:

$$t_{ent} = \frac{U_S \cdot \alpha_a \cdot C1}{I_{CV1}} \tag{24}$$

Für den Kollektorstrom gilt mit hinreichender Genauigkeit:

$$I_{CV1} = B_{V1} \cdot \left(\frac{U_{OHD3} - U_{BEV1}}{R3} - \frac{U_{BEV1}}{R2} \right) \tag{25}$$

In (25) benennt B_{V1} die Großsignalstromverstärkung des Transistors V1. Ein Sonderfall liegt vor, wenn der Entladekreis so dimensioniert wurde, daß die Entladezeit kürzer ist als die Einschaltverzögerung des *A 302 D*. Der monostabile Multivibrator kann dann erst nach der Zeit t_{pHL} nach dem Zurückkippen erneut getriggert werden. Zur Berechnung der Kippzeit, sie betrug bei dem Erprobungsmuster nach Bild 3.10 $t = 2$ ms, können die Gleichungen (21) und (22) verwendet werden. Diese Beziehungen sind Näherungen. Unberücksichtigt blieb in der Gleichung (21) einmal die Kollektor-Emitter-Restspannung des Entladetransistors V1 und zum anderen die Ausschaltverzögerung des Schwellspannungsschaltkreises. Der Einfluß der Ausschaltverzögerung ist zu beachten, wenn die Kippzeit des monostabilen Multivibrators nur einige zehn Mikrosekunden beträgt. Die nachstehend

aufgeschriebene Gleichung zur Berechnung der Kippzeit des in Bild 3.10 dargestellten Monovibrators berücksichtigt den Einfluß der eben angesprochenen Größen:

$$t = R1 \cdot C1 \cdot \ln \frac{U_S - U_{CErestV1}}{U_S - U_S \cdot \alpha_a} + t_{pLH} \tag{26}$$

In dieser Gleichung steht $U_{CErestV1}$ für die Kollektor-Emitter-Restspannung des Entladetransistors V1. Abschließend sei noch darauf hingewiesen, daß die Betrachtungen zum Entladekreis und zur genauen Kippzeitberechnung auch auf den in Bild 3.8 vorgestellten Monovibrator zutreffen.

3.4. Monostabile Multivibratoren mit dem A 302 D und zusätzlichen TTL-Flip-Flop

Die in den Monovibratoren nach Abschnitt 3.3 für das korrekte Triggern notwendigen Differenzierglieder sind entbehrlich, wenn an Stelle der aus Gattern verwirklichten RS-Flip-Flop ein JK-Flip-Flop oder D-Flip-Flop benutzt wird. Bild 3.12 zeigt einen monostabilen Multivibrator, der als zeitlichen Speicher ein JK-Flip-Flop verwendet. L-Potential am Ausgang A charakterisiert die Ruhelage dieses monostabilen Multivibrators. Der Strom

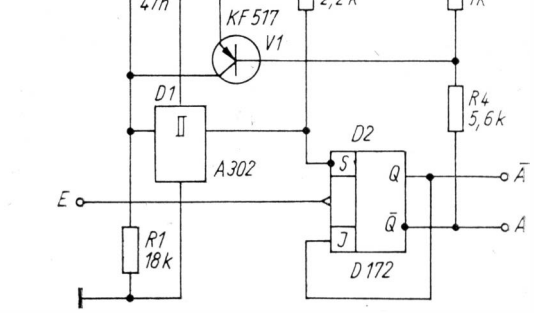


Bild 3.12 Monostabiler Multivibrator mit dem *A 302 D* und zusätzlichem JK-Flip-Flop

durch den Spannungsteiler $R3$, $R4$ schaltet den Entladetransistor V1 ein, und der zeitbestimmende Kondensator $C1$ ist entladen. Die Eingangsspannung des Schwellspannungsschaltkreises D1 ist gleich der Speisespannung. D1 befindet sich deshalb im ausgeschalteten Zustand, und der Stelleingang S des Flip-Flop D2 liegt auf H-Pegel. Die negative Flanke eines dem Takteingang von D2 zugeführten Triggerimpulses schaltet D2 am Ausgang Q auf L-Pegel. Ein J-Eingang ist mit Q verbunden, und das JK-Flip-Flop verriegelt sich deshalb nach dem erstmaligen Kippen. Nachfolgende Triggerimpulse haben auf den weiteren Ablauf keinen Einfluß. Nach dem Umschalten befindet sich der Ausgang $\overline{Q}$ auf H-Potential, der Entladetransistor V1 sperrt, und über den Widerstand $R1$ lädt sich der zeitbestimmende Kondensator $C1$ in negativer Richtung auf. Dieser Zeitabschnitt endet dann, wenn der Spannungsabfall über dem Widerstand $R1$ identisch ist mit der Einschaltspannung des *A 302 D*. Dessen Ausgang kippt auf L-Potential, das seinerseits über den S-Eingang des Flip-Flop D2 in die ursprüngliche Lage zurückstellt. Die Oszillogramme in Bild 3.13 zeigen das deutlich. Die Kippdauer des Erprobungsmusters betrug $t = 0{,}55$ ms. Eine Berechnung dieser Zeit ist mit den folgenden Näherungsgleichungen möglich:

$$t = R1 \cdot C1 \cdot \ln \frac{1}{\alpha_e} \tag{27}$$

$$t = R1 \cdot C1 \cdot 0{,}66 \tag{28}$$

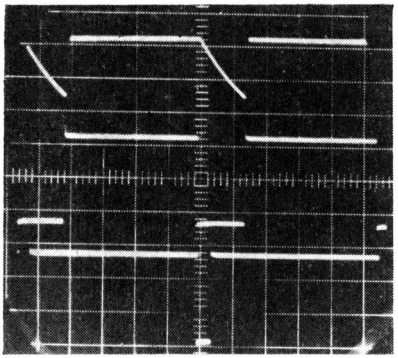


Bild 3.13
Oszillogramme zu Bild 3.12. Oben: Spannungsverlauf über $C1$ (Maßstab: 1,5 V/RE) Mitte: Ausgangsimpulse an $\overline{A}$ (Maßstab: 1,5 V/RE); unten: Triggerimpulse an E (Maßstab: 1,5 V/RE)

Im Gegensatz zu den monostabilen Multivibratoren nach Bild 3.8 und Bild 3.10 ist hier die Kippzeit vom Faktor α_e abhängig, der die Einschaltschwelle des *A 302 D* festlegt. Der Koeffizient α_e ist aber, wie ein Vergleich vom Bild 1.11 und Bild 1.12 deutlich erkennen läßt, erheblich mehr von der Umgebungstemperatur abhängig als der Koeffizient α_a. Aus diesem Grund muß mit einem größeren temperaturbedingten Fehler gerechnet werden. Dieser Faktor bleibt allerdings sehr gering, weil der Temperaturbeiwert von α_e absolut gesehen mit etwa $\Delta\alpha_e/\alpha_e \cdot \Delta\vartheta_a\,\mathrm{K} = 1{,}7 \cdot 10^{-5}/\mathrm{K}$ immer noch einen sehr niedrigen Wert aufweist.

Soll der monostabile Multivibrator mit der positiven Flanke des Taktsignals in den Arbeitszyklus versetzt werden, dann kann man an Stelle des JK-Flip-Flop ein D-Flip-Flop benutzen. Bild 3.14 zeigt diese Version. Im Ruhezustand hat der Ausgang Q von D2 L-Pegel, leitet der Transistor V1, ist *C*1 entladen, und der Ausgang des *A 302 D* befindet sich auf H-Potential. Mit der positiven Taktimpulsflanke überträgt D2 den H-Pegel vom D-Eingang auf den Q-Ausgang. Der Entladetransistor sperrt, und *C*1 beginnt sich über den Widerstand *R*1 aufzuladen. Das Laden endet mit dem Erreichen der Einschaltspannung von D1 über dem Widerstand *R*1. Der *A 302 D* kippt an seinem Ausgang auf L-Pegel und stellt D2 über den R-Eingang in die Ausgangslage zurück. Die Kippdauer des Erprobungsmusters betrug $t = 0{,}65\,\mathrm{ms}$ und kann mit den Gleichungen (27) und (28) berechnet werden.

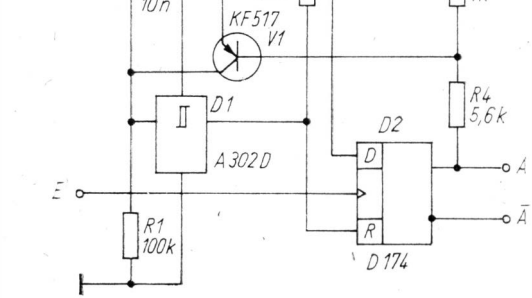


Bild 3.14 Monostabiler Multivibrator mit dem *A 302 D* und zusätzlichem D-Flip-Flop

3.5. Die automatische Erzeugung von Einschaltstellimpulsen mit dem A 302 D

Beim Einschalten der Speisespannung ist der Schaltzustand bistabiler Multivibratoren nicht vorhersehbar. In manchen elektronischen Schaltungen, die Flip-Flop oder mit diesen realisierte Zähler enthalten, ist es aber zum korrekten Anlauf notwendig, die Flip-Flop oder Zähler mit einem Stellimpuls in eine definierte Ausgangslage zu setzen. Die Mindestdauer des Stellimpulses muß die erwartete Einschwingzeit der zu stellenden Schaltung übersteigen. Eine oft zusätzliche Forderung ist die, daß der Stellimpuls auch dann automatisch erscheint, wenn nach kurzzeitigem Abschalten erneut eingeschaltet wird. Zur Lösung der genannten Bedingungen ist der in Bild 3.15 dargestellte Schaltungsvorschlag geeignet, der Stellimpulse mit wahlweise H- oder L-Pegel erzeugt und deren Dauer in weiten Grenzen verändert werden können. Nach dem Einschalten der Speisespannung liegt am Ausgang des Schwellspannungsschaltkreises D1 so lange L-Potential, bis der Kondensator $C1$ über $R1$ auf die Ausschaltspannung aufgeladen ist. Für diese Zeit gilt:

$$t = R1 \cdot C1 \cdot 0{,}88 \tag{29}$$

Über die dem Ladewiderstand $R1$ parallelgeschaltete Diode V1 kann sich der Kondensator $C1$ schnell entladen, wenn die Speisespannung abgeschaltet wird.

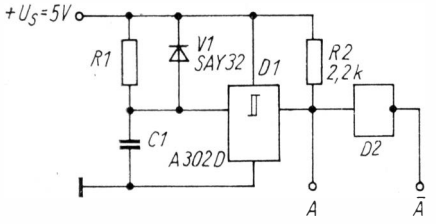


Bild 3.15 Kippschaltung zur Erzeugung von Stellimpulsen

4. Astabile Kippschaltungen mit dem A 302D

Der integrierte Schwellspannungsschaltkreis *A 302 D* ermöglicht zahlreiche Varianten von astabilen Impulsgeneratoren. In diesem Abschnitt werden einige erprobte Versionen vorgestellt. Besonders vorteilhaft ist, daß man mit Generatoren, die den *A 302 D* im aktiven Teil nutzen, niedrige Taktfrequenzen auch mit vergleichsweise geringen Kapazitätswerten erreichen kann. Andere Generatorschaltungen nutzen die geringe Abhängigkeit der Koeffizienten α_a und α_e von der Speisespannung und der Temperatur. Die Stabilität der Arbeitsfrequenz dieser Oszillatoren ist vergleichbar mit der von speziellen Timerschaltkreisen, z. B. die Typen *B 555 D*, *E 355 D* und *µA 2240*.

4.1. Drei einfache Taktgeneratoren für allgemeine Zwecke

Der in Bild 4.1 dargestellte Impulsgenerator liefert schmale positive Impulse, deren Frequenz mit dem Potentiometer *R*1 zwischen $f = 58$ Hz und $f = 5$ kHz verändert werden kann. Die Dauer der positiven Ausgangsimpulse betrug bei dem Erprobungsmuster $t = 14$ µs. Diese Zeit ist konstant und abhängig

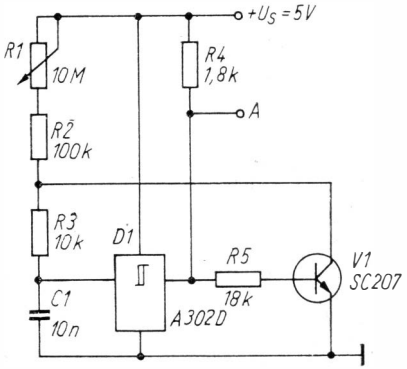


Bild 4.1
Astabiler Multivibrator mit zusätzlichem npn-Transistor

vom Wert des Widerstands $R3$. Die Funktion des Impulsgenerators ist schnell erläutert. Nach dem Einschalten der Speisespannung – der Kondensator $C1$ ist zunächst nicht geladen – sperrt vorerst der Transistor V1. Der Kondensator $C1$ lädt sich über den durch die Widerstände $R1$ bis $R3$ fließenden Strom in positiver Richtung auf, wie man auch den Oszillogrammen (Bild 4.2) entnimmt. Mit dem Erreichen der Ausschaltspannung von D1 endet die Aufladung des Kondensators $C1$, weil dann der H-Pegel am Ausgang des Schwellspannungsschaltkreises D1 für einen leitenden Transistor sorgt. Dieser schaltet den Verbindungspunkt der Widerstände $R2$ und $R3$ praktisch auf Massepotential. Der Kondensator $C1$ entlädt sich über den Widerstand $R3$ so lange, bis die Spannung über $C1$ gleich der Einschaltspannung von D1 ist. Dieser kippt zurück, und die Vorgänge beginnen von vorn. Die Frequenz f des Generators kann mit t_{auf} und t_{ent}, das sind die Zeiten für die Auf- bzw. die Entladung des Kondensators, berechnet werden:

$$f = \frac{1}{t_{auf} + t_{ent}} \tag{30}$$

Für die Aufladezeit, sie bestimmt den Abstand zwischen den Impulsen, gilt die folgende Näherung:

$$t_{auf} = (R1 + R2 + R3) \cdot C1 \cdot \ln \frac{1 - \varkappa_e}{1 - \varkappa_a} \tag{31}$$

$$t_{auf} = (R1 + R2 + R3) \cdot C1 \cdot 0{,}16 \tag{32}$$

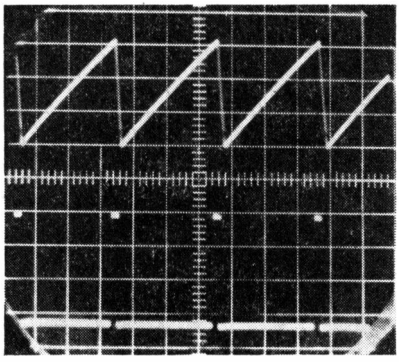


Bild 4.2
Oszillogramme zu Bild 4.1. Oben: Spannungsverlauf über $C1$ (Maßstab: 0,15 V/RE); unten: Ausgangsimpulse an A (Maßstab: 1,5 V/RE)

Die Dauer der Ausgangsimpulse ist gleich der Entladezeit des Kondensators $C1$. Es gilt die nachstehende Näherung:

$$t_{ent} = R3 \cdot C1 \cdot \ln \frac{\varkappa_a}{\varkappa_e} \tag{33}$$

$$t_{ent} = R3 \cdot C1 \cdot 0{,}13 \tag{34}$$

Der in Bild 4.3 gezeigte Impulsgenerator verwendet zur Entladung des zeitbestimmenden Kondensators $C1$ einen pnp-Transistor. Die Funktionsweise dieses Oszillators (Bild 4.4 zeigt die charakteristischen Oszillogramme) entspricht weitgehend der des

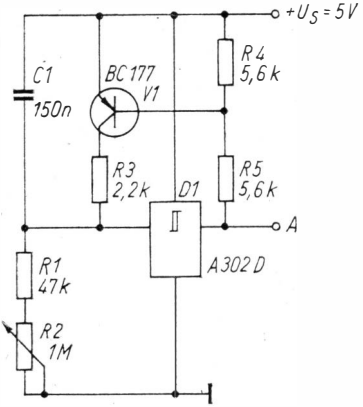


Bild 4.3
Astabiler Impulsgenerator mit dem *A 302 D* und zusätzlichem pnp-Transistor

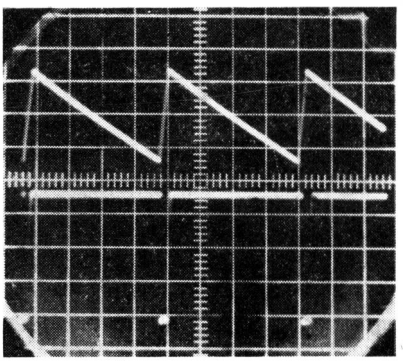


Bild 4.4
Oszillogramme zu Bild 4.3. Oben: Spannungsverlauf über $C1$ (Maßstab: 0,15 V/RE); unten: Ausgangsimpulse an A Maßstab: 1,5 V/RE)

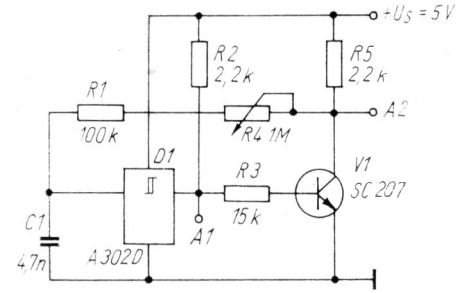


Bild 4.5 Impulsgenerator mit etwa symmetrischem Tastverhältnis

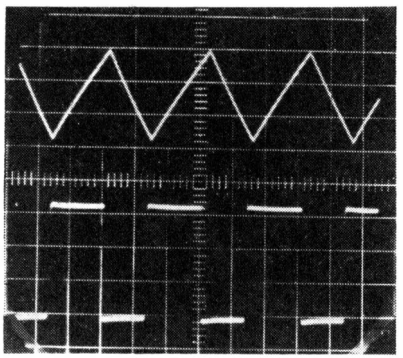


Bild 4.6
Oszillogramme zu Bild 4.5. Oben: Spannungsverlauf über *C*1 (Maßstab: 0,15 V/RE); unten: Ausgangsspannung an A (Maßstab: 1,5 V/RE)

zuvor beschriebenen. Mit dem Potentiometer *R*2 konnte die Frequenz der negativ gerichteten Ausgangsimpulse zwischen $f = 50$ Hz und $f = 970$ Hz verändert werden.

Bild 4.5 zeigt einen astabilen Generator, der eine etwa symmetrische Rechteckspannung erzeugt. Nach dem Einschalten lädt sich der Kondensator *C*1 über die Widerstände *R*1, *R*4 und *R*5 so lange auf, bis der Schwellspannungsschaltkreis D1 ausschaltet. Der Transistor V1 leitet dann. Über *R*1 und *R*4 wird anschließend der Kondensator *C*1 so lange entladen, bis die Einschaltspannung von D1 erreicht ist. Der *A 302 D* schaltet ein, und es folgt ein erneutes Aufladen von *C*1. Das Ergebnis dieser Betriebsweise ist eine dreieckförmige Spannung über *C*1, deren Spitze-Spitze-Wert der Hysterese des *A 302 D* entspricht. Die Oszillo-

gramme in Bild 4.6 verdeutlichen das. Eine Berechnung der Frequenz der Ausgangsrechteckspannung ist mit der Gleichung (30) möglich, wobei hier für die Zeitabschnitte t_{auf} und t_{ent} die folgenden Näherungsbeziehungen gelten:

$$t_{auf} = (R1 + R4 + R5) \cdot C1 \cdot 0{,}16 \tag{35}$$

$$t_{ent} = (R1 + R4) \cdot C1 \cdot 0{,}13 \tag{36}$$

Bei dem Erprobungsmuster konnte mit dem Potentiometer $R4$ die Frequenz zwischen $f = 700$ Hz und $f = 7{,}6$ kHz verändert werden.

4.2. Einfacher Impulsgenerator mit hoher Frequenzkonstanz

Bild 4.8 zeigt einen astabilen Impulsgenerator mit guter Stabilität der Frequenz der Impulsspannung gegenüber Änderungen der Speisespannung und der Umgebungstemperatur. Dieser Generator liefert an seinem Ausgang extrem schmale positive Impulse, deren zeitliche Dauer der Einschaltverzögerung des *A 302 D* entspricht. Bei dem Erprobungsmuster betrug die Impulsdauer $t_{pHL} = 1{,}46$ µs. Den Abstand zwischen den einzelnen Impulsen legt das *RC*-Glied mit den Bauelementen $R1$ und $C1$ fest. Die Funktion dieses Generators kann wie folgt beschrieben werden: Vom Beginn des Einschaltens der Speisespannung an lädt sich der Kondensator $C1$ über den Widerstand $R1$ entsprechend der e-Funktion in Richtung positiver Speisespannung auf. Der Spannungspegel am Eingang des Schwellspannungsschaltkreises ist zunächst niedriger als dessen Ausschaltspannung. Dadurch liegt L-Potential am Ausgang von D1, und der Entladetransistor V1 sperrt wunschgemäß. Das ändert sich, wenn die Aufladung von

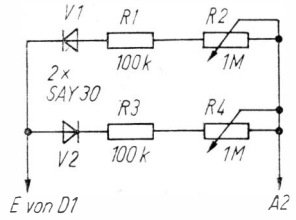


Bild 4.7
Möglichkeit zur getrennten Einstellung der Auf- und Entladezeit des Kondensators $C1$ bei dem Impulsgenerator nach Bild 4.5

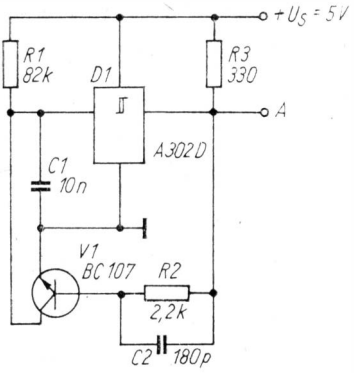


Bild 4.8
Einfacher Impulsgenerator mit hoher Frequenzstabilität

*C*1 so weit fortgeschritten ist, daß über diesen Kondensator die Ausschaltspannung des *A 302 D* erreicht wird. D1 schaltet aus, und der dann positive Spannungspegel steuert über *R*2 und *C*2 den Entladetransistor schnell in den Leitzustand. Der von *R*2 und *R*3 bestimmte Basisstrom des Transistors V2 und dessen endliche Großsignalstromverstärkung begrenzen den Kollektorstrom von V1 auf einen zulässigen Wert. Der Schaltungstrick bei diesem Generator ist nun, daß der zeitbestimmende Kondensator *C*1 und V1 vollständig entladen werden. Wenn die Eingangsspannung von D1 im Verlauf der Entladung den Wert der Einschaltspannung unterschreitet, wird die Entladung also nicht abgebrochen, vielmehr ist der Entladestrom von V1 so groß, daß der Kondensator *C*1 innerhalb der Zeitspanne, die der *A 302 D* vom Zeitpunkt des Erreichens der Einschaltspannung bis zum tatsächlichen Einschalten des Ausgangstransistors von D1 benötigt, praktisch vollständig entladen ist. Damit der Transistor V1 den Kondensator *C*1 innerhalb der sehr kurzen Zeit der Einschaltverzögerung t_{pHL} vollständig entladen kann, muß der Kollektorstrom I_{CVT1} hinreichend große Werte erreichen können. Nimmt man für die Dauer der Entladung einen konstanten Kollektorstrom an, dann gilt:

$$I_{CVT1} = \frac{U_S \cdot \alpha_a \cdot C1}{t_{pHL}} \tag{37}$$

Der Kollektorstrom ist seinerseits von der Großsignalstromver-

stärkung des Transistors V1 und von dem mit dem Widerstand $R2$ einstellbaren Basisstrom abhängig. Es gilt die Gleichung:

$$I_{CV1} = \frac{(U_S - U_{BEV1}) \cdot B_{V1}}{R2 + R3} \tag{38}$$

Mit den Gleichungen (37) und (38) kann der Entladekreis des Kondensators $C1$ entsprechend den obengenannten Bedingungen dimensioniert werden. In der Praxis sind für $C1$ Kapazitätswerte bis zu 150 nF möglich.

Der Abstand zwischen den einzelnen Impulsen ist eine Funktion der Bauelementewerte $R1$ und $C1$. Es gilt die Gleichung:

$$t_{auf} = R1 \cdot C1 \cdot \ln \frac{U_S - U_{CErestV1}}{U_S - U_S \cdot \alpha_a} \tag{39}$$

Nimmt man die Kollektor-Emitter-Restspannung des Entladetransistors mit $U_{CErestV1} = 0{,}2$ V an, dann erhält man aus der Gleichung (39):

$$t_{auf} = R1 \cdot C1 \cdot 0{,}84; \text{ bei } U_S = 5 \text{ V} \tag{40}$$

Der Widerstand $R1$ kann Werte bis zu 20 MΩ aufweisen. Vorteilhaft ist auch, daß nahezu während der gesamten Aufladezeit die Basis-Emitterdiode des mit dem Eingang des *A 302 D* verbundenen Transistors gesperrt ist. Erst am Ende der Ladezeit muß $R1$ in der Lage sein, den ohnehin geringen Steuerstrom liefern zu können.

Die Konstanz der Impulsfrequenz bei Änderungen der Speisespannung oder der Umgebungstemperatur ist abhängig von der Stabilität der Zeiten für die Auf- und Entladung des Kondensators $C1$. Im allgemeinen wird man den Generator so dimensionieren, daß die Aufladezeit die Entladezeit um ein Mehrfaches übertrifft. Mögliche Änderungen der schaltkreistypischen Zeit t_{pHL} haben in diesem Fall einen entsprechend verringerten Einfluß auf die Impulsfrequenz. Innerhalb des Arbeitstemperaturbereichs des *A 302 D* muß mit einer Vergrößerung der Zeit t_{pHL} um etwa $\Delta t_{pHL}/\Delta\vartheta_a = 2$ ns/K mit steigender Umgebungstemperatur gerechnet werden. Diesen Einfluß kann man in der Praxis meist vernachlässigen. Dagegen hat die Speisespannung einen relativ großen Einfluß auf die Einschaltverzögerung t_{pHL} (Bild 4.9). Die mit sinkender Speisespannung zunehmende Einschaltverzögerung wirkt sich besonders dann auf die Konstanz der

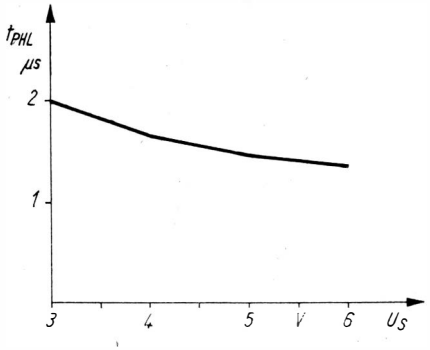


Bild 4.9
Abhängigkeit der Einschaltverzögerungszeit t_{pHL} von der Speisespannung

Impulsfrequenz aus, wenn das Verhältnis der Zeiten für die Auf- und Entladung nicht mehr sehr groß ist. Die Stabilität der Aufladezeit ist von mehreren Größen abhängig. Grundsätzlich sollten für $R1$ und $C1$ Metallschichtwiderstände bzw. Kunstfolienkondensatoren verwendet werden, wenn eine hohe Temperatur- und Langzeitstabilität der Impulsfrequenz gefordert ist. Auf die große Konstanz des Faktors α_a wurde schon oft hingewiesen, so daß nur noch der Einfluß der ebenfalls von der Temperatur abhängigen Kollektor-Emitter-Restspannung $U_{CErestV1}$ des Entladetransistors V1 erwähnt werden soll. Diese Drift ist positiv

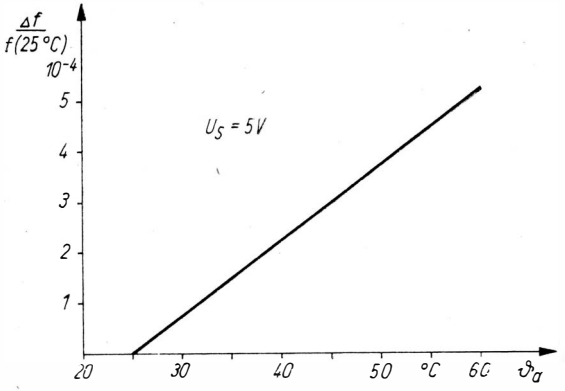


Bild 4.10 Abhängigkeit der Frequenz des Oszillators nach Bild 4.8 von der Umgebungstemperatur

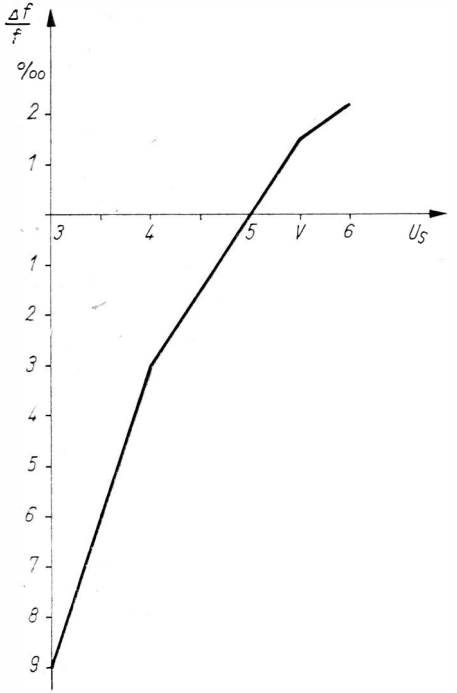


Bild 4.11 Abhängigkeit der Frequenz des Oszillators nach Bild 4.8 von der Speisespannung

und beträgt etwa $U_{CErestV1}/\Delta\vartheta_a = 0{,}6$ mV/K. Bezogen auf die Ausschaltspannung von $U_{aus} = U_S \cdot \alpha_a$, ist das ein geringer Wert mit entsprechend wenig negativer Auswirkung, wie das auch Bild 4.10 verdeutlicht. Dieses Bild zeigt die bei dem kompletten Erprobungsmuster, also einschließlich $R1$ und $C1$, ermittelte Abhängigkeit der Impulsfrequenz von der Umgebungstemperatur. Bild 4.11 stellt schließlich die gemessenen relativen Änderungen der Impulsfrequenz von der Speisespannung dar. Beide Messungen ermöglicht ein Generator nach Bild 4.8., dessen Frequenz bei $U_S = 5$ V und $\vartheta_a = 25$ °C $f = 1{,}36$ kHz betrug.

4.3. Dreieckspannungsgenerator für den NF-Bereich

Bild 4.12 zeigt einen Dreieckspannungsgenerator, dessen Frequenz mit dem Potentiometer $R2$ in linearer Abhängigkeit vom Drehwinkel zwischen den Werten $f = 650$ Hz und $f = 6{,}5$ kHz verändert werden kann. Der Kondensator $C1$ wird hier über Konstantstromquellen aufgeladen und entladen, die für einen weitgehend linearen Spannungsverlauf über $C1$ sorgen. Beim Einschalten ist der frequenzbestimmende Kondensator $C1$ entladen. Der Schwellspannungsschaltkreis D1 ist eingeschaltet und führt an seinem Ausgang L-Potential. Der Transistor V7 leitet deshalb nicht. V5, V6 und die Diode V2 sind ebenfalls gesperrt. Die Bauelemente $R1$ bis $R3$, $R6$, V1 und V4 verwirklichen eine Konstantstromquelle, deren Strom mit $R2$ variiert werden kann. Der Kollektorstrom des Transistors V4 fließt über die Diode V3 und lädt den Kondensator $C1$ zeitlinear in positiver Richtung auf.

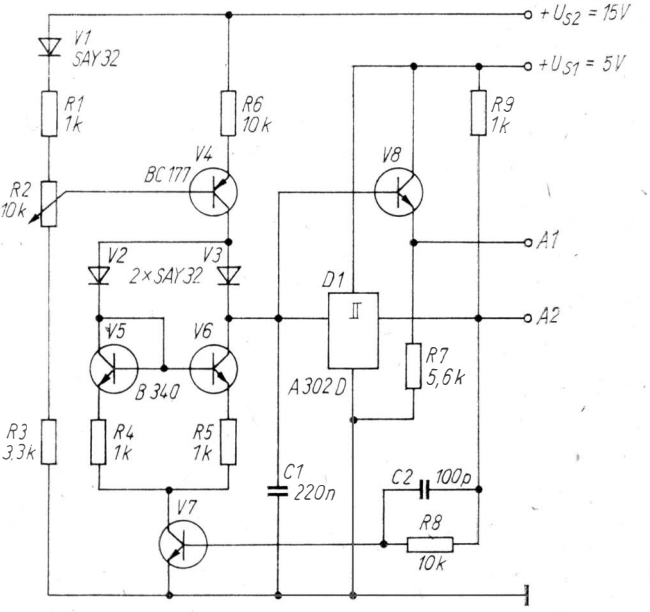


Bild 4.12 Generator zur Erzeugung symmetrischer Dreieckspannungen

Erreicht die Spannung über $C1$ die Abschaltspannung von D1, dann kippt der Ausgang dieses Schaltkreises in Richtung H-Pegel. Der Transistor V7 wird leitend und verbindet die Stromspiegelschaltung aus V5, V6, $R4$ und $R5$ mit dem Massepotential. Der Spannungspegel an der Anode der Diode V3 ist dadurch negativer als der an der Katode dieser Diode. V3 sperrt deshalb, und der gesamte Strom von V4 fließt über V2, den als Diode geschalteten Transistor V5 und $R4$. Über den Bauelementen $R4$ und V5 stellt sich eine Spannung ein, die in V6 einen dem Betrag nach weitgehend identischen Kollektorstrom I_{CV6} verursacht, wie er im Kollektor des Transistors V4 fließt. Die Richtung des Stroms I_{CV6} ist allerdings entgegengesetzt zu der von I_{CV4}, so daß $C1$ nun zeitlinear entladen wird. Dieser Zyklus endet, wenn über dem Kondensator $C1$ die Einschaltspannung von D1 liegt. V6 sperrt nach dem Einschalten von D1 wieder, und der Kondensator $C1$ lädt sich in positiver Richtung auf. Die Ergebnisse dieser Funktionen sind eine Dreieckspannung über $C1$ und eine symmetrische Rechteckspannung am Ausgang von D1. Für eine gute Symmetrie dieser Spannungen sollten $R4$ und $R5$ identisch sein. Gleiches gilt auch für die Transistoren V5 und V6. Für diese und V7 sowie V8 wurde ein Transistor-Array im Erprobungsmuster benutzt. Unter der Bedingung, daß die Beiträge der Kollektorströme von V4 und V6 gleich sind, kann mit der nachstehenden Gleichung die Schwingfrequenz des Generators errechnet werden:

$$f = \frac{I_{CV4}}{U_S \cdot (\alpha_a - \alpha_e) \cdot C1 \cdot 2} \tag{41}$$

4.4. Zwei Impulsgeneratoren mit getrennten Zeitkreisen für die Impulsdauer und die Impulspause

Die beiden in diesem Abschnitt beschriebenen Impulsgeneratoren bestehen im Prinzip aus einem RS-Flip-Flop, das jeweils von zwei *A 302 D* zeitabhängig gesetzt und rückgesetzt wird. In Bild 4.13 ist eine Version für einen solchen Generator dargestellt. Der Generator besteht aus dem RS-Flip-Flop mit den beiden Gattern D5 und D6. Den Schaltzustand dieses bistabilen Multivibrators steuern über die Schwellspannungsschaltkreise D1 und D2 sowie die Inverter D3 und D4 zeitabhängig die beiden RC-Glieder

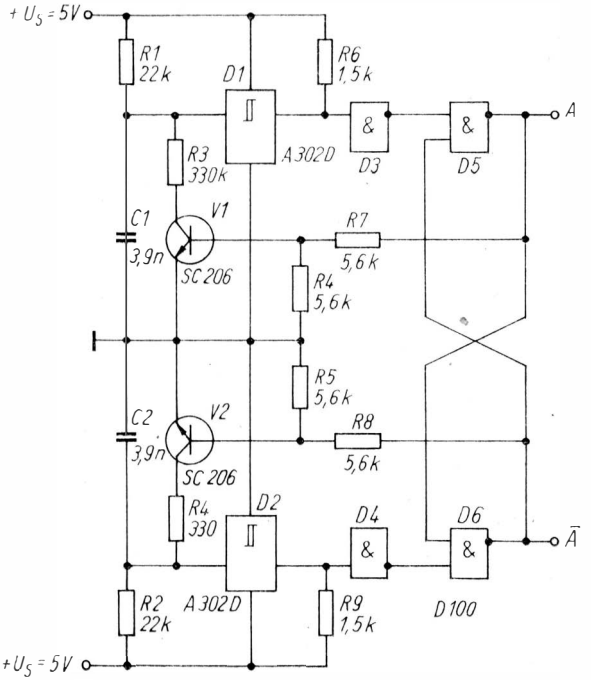


Bild 4.13 Impulsgenerator mit getrennten Zeitkreisen für die Impulsdauer und die Impulspause

R1C1 und *R2C2*. Mit dem Anlegen der Versorgungsspannung stellt sich zunächst das RS-Flip-Flop in eine beliebige Lage. Es sei angenommen, daß der Ausgang des Gatters D5 H-Potential führt und der des Gatters D6 demzufolge auf L-Pegel liegt. In diesem Schaltzustand leitet der Entladetransistor V1, während der Transistor V2 gesperrt ist. Zunächst sind beide Kondensatoren nicht geladen, die Schwellspannungsschalter weisen an ihren Ausgängen L-Potential auf, das für H-Pegel an den Inverterausgängen sorgt. Weil V2 sperrt, wird sich der Kondensator *C2* über *R2* in positiver Richtung so lange aufladen, bis die über ihm liegende Spannung gleich der Ausschaltspannung von D2 ist. Dieser Baustein schaltet an seinem Ausgang auf H-Potential, das

seinerseits L-Pegel am Ausgang des Gatters D4 verursacht. Damit wird jetzt das RS-Flip-Flop am Ausgang D6 auf H-Potential gesetzt, und am Ausgang des Gatters D5 stellt sich L-Pegel ein. Diese Potentiale steuern V2 in den leitenden und V1 in den gesperrten Zustand. Dadurch startet jetzt die Aufladung des Kondensators *C*1 über den Widerstand *R*1. Gleichzeitig wird aber über *R*4 und die Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors V2 das Entladen des Kondensators *C*2 eingeleitet. Unterschreitet die Spannung über *C*2 kurz nach dem Beginn der Entladung die Einschaltspannung von D2, dann kippt dieser Baustein an seinem Ausgang wieder auf L-Potential, so daß der mit dem Ausgang des Gatters D4 verbundene Stelleingang des RS-Flip-Flop wieder

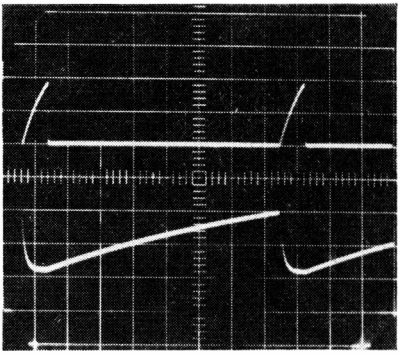


Bild 4.14
Oszillogramme zu Bild 4.13. Oben: Spannungsverlauf über *C*1 (Maßstab: 1,5 V/RE); unten: Spannungsverlauf über *C*2 (Maßstab: 1,5 V/RE)

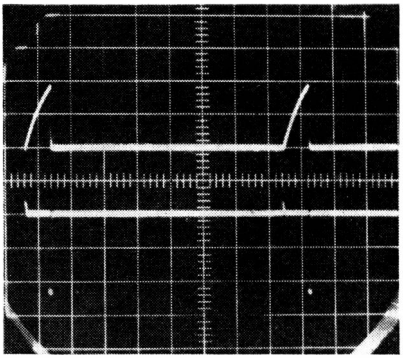


Bild 4.15
Oszillogramme zu Bild 4.13. Oben: Spannungsverlauf über *C*1 (Maßstab: 1,5 V/RE); unten: Impulse am Ausgang von D3 (Maßstab: 1,5 V/RE)

H-Pegel führt. Schließlich erreicht die positive Spannung über *C*1 die Ausschaltspannung des Schwellspannungsschaltkreises D1, dieser und das Gatter D3 wechseln ihre Ausgangszustände und setzen mit dem L-Pegel am Ausgang von D3 das RS-Flip-Flop in die zu Beginn angenommene Ausgangslage zurück. Die beschriebenen Vorgänge starten mit dem erneuten Aufladen des Kondensators *C*2 von vorn. Die Oszillogramme in Bild 4.14 bis Bild 4.17 zeigen die Impulsformen an wesentlichen Schaltungspunkten des Generators. Zur Aufnahme dieser Bilder wurde absichtlich der Kondensator *C*1 wesentlich vergrößert, damit die einzelnen Arbeitstakte des Generators besser erkennbar werden.

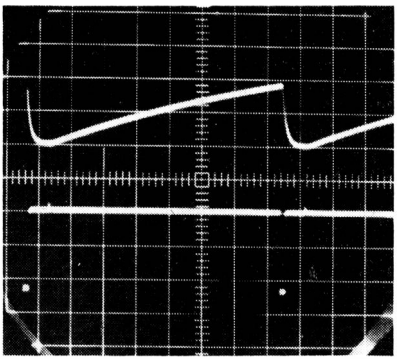


Bild 4.16
Oszillogramme zu Bild 4.13. Oben: Spannungsverlauf über *C*2 (Maßstab: 1,5 V/RE); unten: Impulse am Ausgang von D4 (Maßstab: 1,5 V/RE)

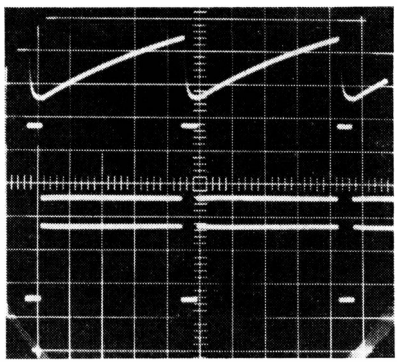


Bild 4.17
Oszillogramme zu Bild 4.13. Oben: Spannungsverlauf über *C*2 (Maßstab: 1,5 V/RE); Mitte: Ausgangsimpulse an A (Maßstab: 1,5 V/RE); unten: Ausgangsimpulse an A (Maßstab: 1,5 V/RE)

Für die Impulsdauer, das bedeutet H-Potential am Ausgang A des Generators, gilt die Formel:

$$t_H = R2 \cdot C2 \cdot \ln \frac{U_S - U_{CErestV2}}{U_S - \alpha_a \cdot U_S} \tag{41}$$

Die Zeitdauer zwischen den Impulsen, in dieser Zeit liegt L-Pegel an dem Ausgang A, bestimmt das 2. *RC*-Glied:

$$t_L = R1 \cdot C1 \cdot \ln \frac{U_S - U_{CErestV1}}{U_S - \alpha_a \cdot U_S} \tag{42}$$

Für eine korrekte Funktion des Generators muß beachtet werden, daß innerhalb der Aufladezeit eines Kondensators die Entladung des anderen vollständig abgeschlossen sein muß. Das ist der Grund für die beiden nachstehenden Dimensionierungsvorschriften:

$$7 \cdot R3 \cdot C1 = t_H \tag{43}$$

$$7 \cdot R4 \cdot C2 = t_L \tag{44}$$

Bei dem Erprobungsmuster waren die Zeiten t_H und t_L identisch. Die gemessene Frequenz f der symmetrischen Rechteckspannungen an A bzw. $\overline{A}$ betrug $f = 6{,}35$ kHz bei $U_S = 5$ V. Die Stabili-

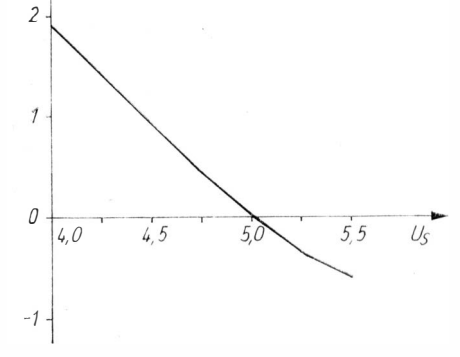


Bild 4.18 Abhängigkeit der Frequenz des Generators nach Bild 4.13 von der Speisespannung

tät der Generatorfrequenz gegenüber Änderungen der Speisespannung war erwartungsgemäß sehr gut (Bild 4.18).

Bild 4.19 zeigt den Stromlaufplan eines Generators, bei dem Frequenz und Tastverhältnis der Ausgangsrechteckspannung mit getrennten Potentiometern weitgehend unabhängig voneinander eingestellt werden können. Hier steuert die Auf- und Entladung des zeitbestimmenden Kondensators *C*1 über 2 Stromquellen den Schaltzustand eines RS-Flip-Flop. Die Wirkungsweise dieses astabilen Oszillators soll jetzt näher beschrieben werden. Das RS-Flip-Flop wurde mit den 2 NOR-Gattern eines *D 150* aufgebaut. Es sei angenommen, daß nach dem Einschalten

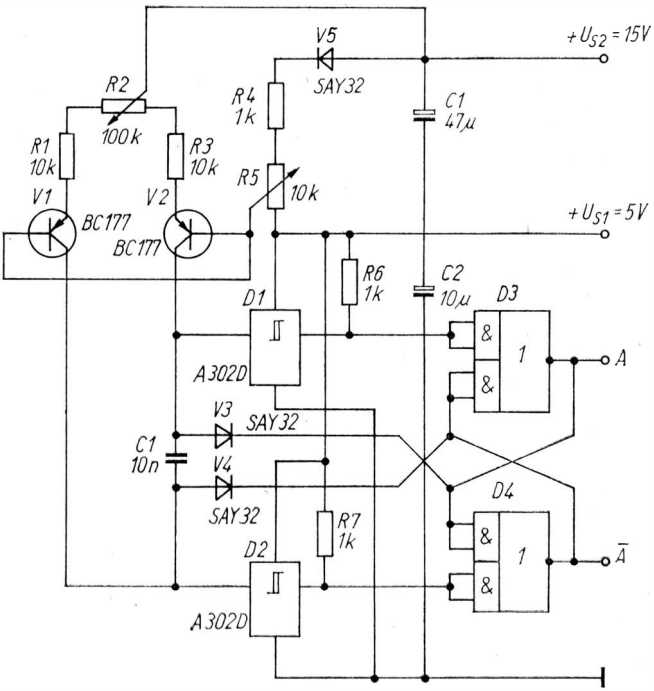


Bild 4.19 Impulsgenerator mit getrennten und voneinander unabhängigen Möglichkeiten für die Einstellung der Frequenz und des Tastverhältnisses

der Versorgungsspannung am Ausgang des Gatters D3 H- und am Gatterausgang von D4 L-Potential ansteht. Damit ist die Katode der Diode V4 praktisch mit dem Massepotential verbunden, und der von der Konstantstromquelle mit dem Transistor V1 gelieferte Strom fließt über V4 nach Masse ab. In diesem Schaltzustand lädt sich der frequenzbestimmende Kondensator $C1$ durch den von dem Transistor V2 bereitgestellten Strom zeitlinear in positiver Richtung auf. Die Oszillogramme in Bild 4.20 zeigen das. Die mit dem Ausgang des Gatters D3 verbundene Diode V3 sperrt während des Aufladens. In dem Moment, in dem die Spannung am Eingang von D1 dessen Ausschaltspannung erreicht, springt der Pegel am Ausgang von D1 in Richtung H-Potential. Dieser Spannungssprung schaltet das RS-Flip-Flop in seinen 2. stabilen Zustand, bei dem dann der Ausgang von D3 L- und der von D4 H-Pegel aufweist. Über die jetzt leitende Diode V3 wird nun die auf positive Spannungswerte aufgeladene Seite des Kondensators $C1$ mit dem Massepotential verbunden. Die Spannung am Eingang von D2 nimmt deshalb zunächst negative Werte an. Die Diode V4 sperrt, und der Strom durch den Transistor V1 bewirkt ein Umladen des Kondensators $C1$. Dieser Vorgang endet, wenn die Ausschaltspannung des Schwellspannungsschaltkreises D2 erreicht wird. Das RS-Flip-Flop kippt zu diesem Zeitpunkt in die Ausgangslage zurück, und die beschriebenen Vorgänge beginnen von vorn.

Für die Dauer t_H der Ausgangsimpulse am Ausgang A, hier liegt in dieser Zeit H-Pegel, gilt die Gleichung:

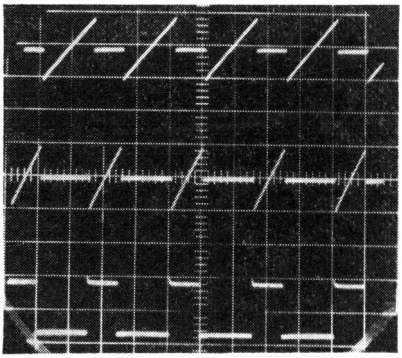


Bild 4.20
Oszillogramme zu Bild 4.19. Oben: Spannungsverlauf am Eingang von D1 (Maßstab: 2,5 V/RE); Mitte: Spannungsverlauf am Eingang von D2 (Maßstab: 2,5 V/RE); unten: Ausgangsspannung an A (Maßstab: 2,5 V/RE)

$$t_H = \frac{2 \cdot (U_{S1} \cdot \alpha_a - U_F) \cdot C1 \cdot (R2 + R3)}{U_{BV1/V2}} \tag{45}$$

Den Abstand t_L zwischen den Impulsen kann man mit der folgenden Beziehung ermitteln:

$$t_L = \frac{2 \cdot (U_{S1} \cdot \alpha_a \cdot U_F) \cdot C1 \cdot (R2 + R1)}{U_{BV1/V2}} \tag{46}$$

In beiden Gleichungen steht U_F für die Flußspannung der als identisch angenommenen Dioden V3 und V4. $U_{BV1/V2}$ benennt die Spannung zwischen den Basisanschlüssen der Speisespannung U_{S2}. Entsprechend den Gleichungen (45) und (46) sind also die Zeiten t_H und t_L eine lineare Funktion der Emitterwiderstände der Transistoren V1 und V2. Das Tastverhältnis kann deshalb mit R2 weitgehend unabhängig von der Frequenz der erzeugten Rechteckspannung, sie ist linear von der mit R5 veränderlichen Spannung $U_{BV1/V2}$ abhängig, verändert werden. Bei dem Erprobungsmuster konnten Tastverhältnisse von $t_H/t_L = 11$ bis $t_H/t_L = 0{,}09$ eingestellt werden. Der Frequenzbereich des Oszillators lag in den Grenzen $f = 300$ Hz bis $f = 3{,}34$ kHz.

5. Sägezahngeneratoren für Kippteile in Oszilloskopen

Der integrierte Schwellspannungsschaltkreis *A 302 D* eignet sich ausgezeichnet für den Aufbau von Sägezahngeneratoren für Oszilloskope, wenn die maximal geforderte Anstiegsgeschwindigkeit der Sägezahnspannung nicht größer als etwa $S = 0{,}5$ V/µs sein muß. Dieser Wert ist für viele einfache Oszilloskope, deren Y-Grenzfrequenz dann zwischen $f = 1$ MHz und $f = 5$ MHz liegt, ausreichend. Mit dem *A 302 D* können sowohl synchronisierte als auch getriggerte Sägezahngeneratoren verwirklicht werden. Besonders die zweite Variante zeichnet sich durch einen bestechend einfachen und ökonomischen Aufbau aus.

5.1. Synchronisierbarer Sägezahngenerator für Oszilloskope

Der in Bild 5.1 gezeigte Sägezahngenerator liefert in 4 mit S1 wählbaren Bereichen Sägezahnspannungen im Frequenzbereich von $f = 8$ Hz bis $f = 100$ kHz. Die Amplitude der Sägezahnspannungen ist in den ersten 3 Frequenzbereichen konstant $\widehat{u} = 1{,}5$ V. Im letzten Frequenzbereich steigt die Sägezahnamplitude auf Grund der Ausschaltverzögerung um etwa 10 % an. Der Sägezahngenerator verfügt über einen Synchronisationseingang, der es ermöglicht, die Generatorfrequenz mit einer externen Wechselspannung zu synchronisieren, wenn deren Frequenz ein ganzzahliges Vielfaches der Generatorfrequenz ist. Zur Synchronisation genügen bei Sinusspannungen Amplituden von $u_{syn} = 30$ mV.
Der Sägezahngenerator verwendet die in Abschnitt 4.2 ausführlich besprochene Kippschaltung. Diese wurde mit V3 und den Widerständen *R4* und *R5* so erweitert, daß mit einer über *C6* zugeleiteten Wechselspannung die für den angestrebten Anwendungsfall erforderliche Synchronisation ermöglicht wird. Letztere beruht auf der Tatsache, daß eine zur Frequenz der Sägezahnspannung in einem ganzzahligen Verhältnis stehende Wechselspannung in ihrem Rhythmus die Vergleichsspannung des internen Komparators des *A 302 D* periodisch ändert. Leider ist beim

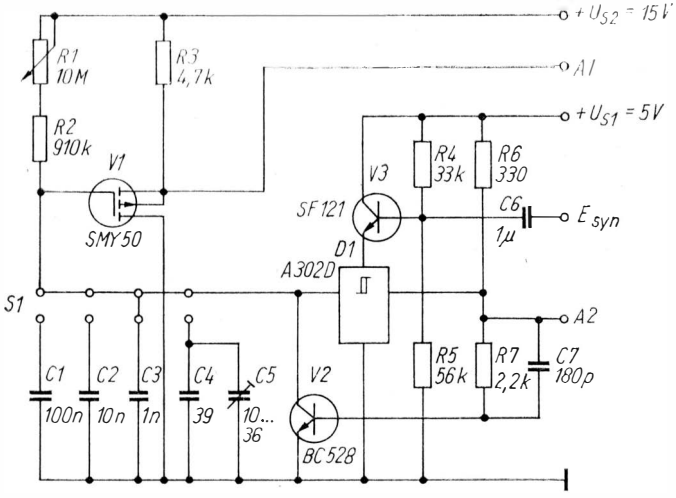


Bild 5.1 Synchronisierbarer Sägezahngenerator

A 302 D der Verbindungspunkt der Widerstände *R5* und *R6* in Bild 1.3 nicht mit einem Anschlußstift verbunden. Die Synchronisation kann deshalb nur über die Speisespannung des gesamten Schaltkreises erfolgen. Diese Lösung wurde bei dem Generator in Bild 5.1 verwendet. Die eigentliche Speisespannung für den Sägezahngenerator ist die Emitterspannung des Transistors V3, die bei dem Erprobungsmuster $U_{EV3} = 2{,}6$ V betrug. Über den Kondensator *C6* wird der Basis des Transistors V3 die Synchronisationswechselspannung zugeleitet, die sich der Speisespannung von D1 überlagert. Über den internen Teiler mit den Widerständen *R5* und *R6* in Bild 1.3 erreicht die Synchronisationswechselspannung den Vergleichseingang des Komparators von D1. Bei der eigentlichen Synchronisation wird in jeder negativen Halbwelle der Synchronisationsspannung die Referenzspannung des internen Komparators von D1 um einen geringen Betrag gemindet. Solange die Spannung über dem zeitbestimmenden Kondensator (z. B. *C3*) während dessen Ladephase noch relativ weit von der Referenzspannung entfernt ist, haben diese überlagerten Schwingungen keinen Einfluß. Wenn sich die Spannung über dem Kon-

densator $C3$ aber der Vergleichsspannung genähert hat, bewirken die negativen Halbwellen der ihr überlagerten Wechselspannung, daß das Abschalten von D1 und damit das Entladen des Kondensators $C3$ etwas früher einsetzt. Die Frequenz des Generators vergrößert sich durch die Synchronisation gerade um den Betrag, der notwendig ist, um den Gleichlauf zu erreichen. Die Synchronisationsspannung sollte maximal die für einen gerade stabilen Gleichlauf erforderliche Amplitude aufweisen, damit die Amplitude der Sägezahnspannung nicht unnötig verringert wird.

Die zeitbestimmenden Kondensatoren $C1$ bis $C5$ wurden im Erprobungsmuster über $R1$ und $R2$ aufgeladen. Die Widerstände waren an eine gegenüber der Ausschaltspannung von V1 vergleichsweise hohe Spannung $U_{S2} = 15$ V angeschlossen. Es ergibt sich deshalb nur ein quasi linearer Verlauf der Sägezahnspannung, der aber für den vorgesehenen Anwendungsfall genügt, wie man auch dem Bild 5.2 entnehmen kann. Für die Dauer t des linearen Spannungsanstiegs über den Kondensator $C1$ gilt die folgende Gleichung:

$$t = (R1 + R2) \cdot C1 \cdot \ln \frac{U_{S2}}{U_{S2} - U_{EV3} \cdot \alpha_a} \tag{47}$$

Die Eingangskapazität des *A 302 D* liegt in der Größenordnung von $C_e = 50$ pF. Aus diesem Grund unterschreitet die Summe aus $C4$ und $C5$ den Wert von $C = 100$ pF.

Die Sägezahnspannung leitet der Sourcefolger mit dem MOSFET V1 dem X-Verstärker zu. Am Ausgang A2 liegt für die Dauer der

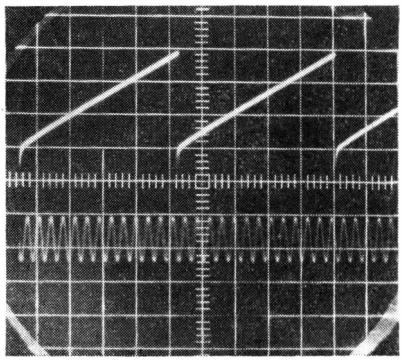


Bild 5.2
Oszillogramme zu Bild 5.1. Oben: Spannungsverlauf über $C3$ (Maßstab: 0,5 V/RE); unten: Synchronisationswechselspannung (Maßstab: 0,05 V/RE)

Entladung des eingeschalteten Kondensators H-Potential. Dieser Impuls kann verstärkt und damit zum Dunkeltasten der Bildröhre benutzt werden.

5.2. Getriggerter Sägezahngenerator mit automatischem Freilauf

Gegenüber synchronisierten Kippgeneratoren ist bei der getriggerten Version eines solchen Generators der Zeitmaßstab unabhängig von der Periodendauer des Meßsignals veränderlich. Getriggerte Sägezahngeneratoren sind zunächst nicht selbstschwingend, sondern werden mit einem Triggerimpuls gestartet. Fehlen diese Auslöseimpulse, so haben einfache Generatoren dieser Art den Nachteil, daß auf dem Schirm des Oszilloskops keine Nullinie geschrieben wird. Diesen Schönheitsfehler weisen Schaltungen mit automatischem Freilauf nicht auf. Liegen kein Meßsignal und damit auch keine Triggerimpulse für den Sägezahngenerator vor, so schaltet dieser automatisch auf selbstschwingenden Betrieb um, und auf dem Schirm des Oszilloskops erscheint die Nullinie. Mit dem Eintreffen von Triggerimpulsen schaltet der Kippgenerator selbsttätig in den Triggerbetrieb zurück.
Bild 5.3 zeigt einen getriggerten Sägezahngenerator mit automatischem Freilauf. Erkennbar ist der vergleichsweise geringe schaltungstechnische Aufwand gegenüber mit diskreten Bauelementen realisierten Lösungen mit adäquaten Eigenschaften. Die Amplitude der Sägezahnspannung betrug bei dem Erprobungsmuster $\hat{u} = 3$ V. 4 Bereiche ermöglichten Zeiten für den linearen Spannungsanstieg zwischen $t = 0{,}12$ s und $t = 10$ μs. Zunächst soll die Arbeitsweise des Generators beschrieben werden, wenn keine Triggerimpulse vorliegen. Das vom Y-Teil des Oszilloskops kommende Signal, das über $C7$ der Basis des Emitterfolgers mit V5 zugeführt wird, bleibt also aus. Der Transistor V5 und das Schmitt-Triggergatter D6 arbeiten als Impulsformer, der die Triggerimpulse für das Kippteil bereitgestellt. Fehlt die Eingangswechselspannung, dann ist der Ladekondensator $C10$ des am Ausgang des Gatters D6 angeschlossenen Gleichrichters entladen. Der Schwellspannungsschaltkreis D2 ist deshalb eingeschaltet und verbindet dadurch den an seinem Ausgang angeschlossenen Eingang des Gatters D5 mit dem Massepotential.

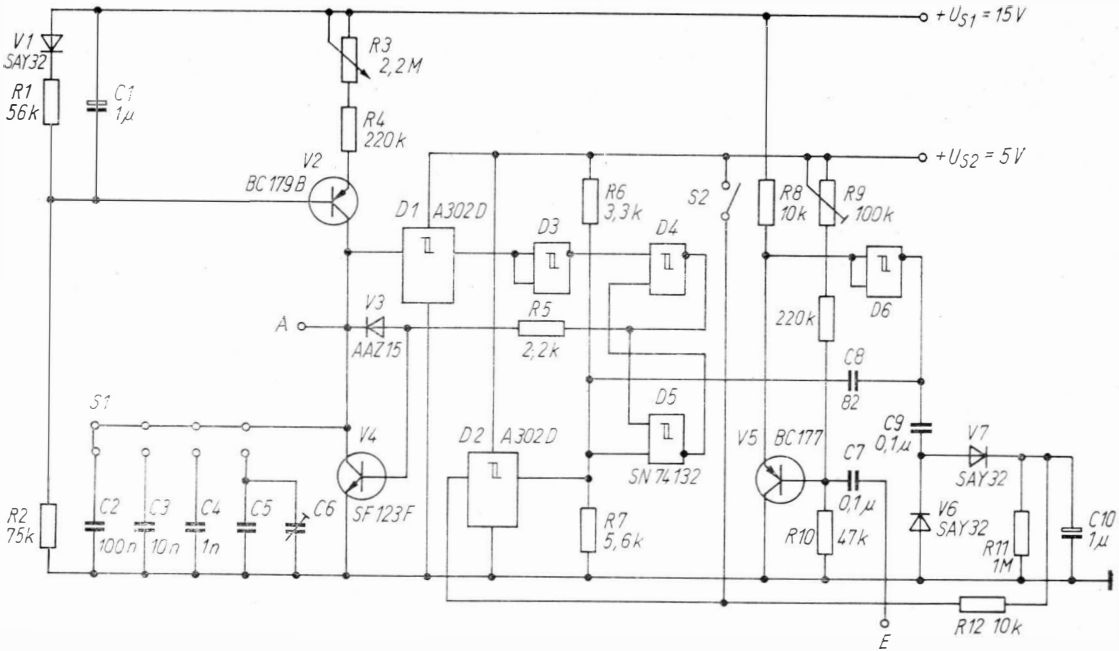


Bild 5.3 Getriggerter Sägezahngenerator

Dieses Gatter und D4 arbeiten bei dem getriggerten Betrieb als RS-Flip-Flop, das dann die Auf- und Entladung des zeitbestimmenden Kondensators steuert. Der L-Pegel am Ausgang von D2 sperrt das Gatter D5, und das RS-Flip-Flop kann nicht wirksam werden. Aus diesem Grund lädt sich z. B. der Kondensator $C2$ durch den von dem Transistor V2 bereitgestellten Konstantstrom I_{CV2} zeitlinear in positiver Richtung auf. Dieser Vorgang endet mit dem Erreichen der Ausschaltspannung des Schwellspannungsschaltkreises D1. Er kippt an seinem Ausgang auf H-Potential. Die ihm folgenden Gatter D3 und D4 wechseln gleichfalls ihre Ausgangslage. Über den Widerstand $R5$ steuert das Gatter D4 den Entladetransistor in den leitenden Zustand. Der Kondensator C2 entlädt sich über die Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors V4 nahezu vollständig innerhalb der Einschaltverzögerung des *A 302 D*. Bemerkenswert ist noch die Diode V3. Diese Germanium-Golddrahtdiode unterbindet die Sättigung des Transistors V4 wirkungsvoll. Für diesen mußte ein Exemplar mit sehr großer Stromverstärkung verwendet werden, damit in der vorgegebenen Entladezeit von $t_{ent} = 1{,}5\ \mu s$ auch $C2 = 100$ nF entladen wird. Am Schluß der Entladung kann aber kein Kollektorstrom mehr fließen, so daß der Entladetransistor normalerweise zwangsläufig stark gesättigt wird. Das hat aber zur Folge, daß dann die Zeitdauer, in der V4 leitet, länger als die von D1 vorgegebene Zeit ist. Die Diode V3 verhindert die Sättigung von V4 durch Ableiten des von ihm nicht benötigten Stroms durch $R5$ in Richtung Massepotential. Nach dem Ende der Speicherzeit des Bausteins D1 springt der Pegel am Ausgang von D4 wieder auf L-Potential, und der Transistor V4 sperrt sofort. Während sich $C2$ entlädt, also in der Zeit des Rücklaufs der Sägezahnspannung, kann man den H-Pegel am Ausgang des Gatters D4, nach ausreichender Verstärkung, zum Dunkeltasten der Bildröhre des Oszilloskops verwenden. Für die Dauer des Aufladezyklus gilt die Gleichung:

$$t = \frac{(U_{S2} \cdot \alpha_a - U_{BEV4} + U_{FV3}) \cdot C2}{I_{CV2}} \qquad (48)$$

Der Kondensator $C6$ ermöglicht den exakten Abgleich der Spannungsanstiegsgeschwindigkeit im obersten Bereich. Die Amplitude der Sägezahnspannung vergrößert sich nämlich am oberen Ende des 4. Bereichs um etwa 10%. Ursache für diesen Effekt ist die Ausschaltverzögerung des Komparators im *A 302 D*. In der Zeit,

die vom Erreichen der Ausschaltspannung bis zum tatsächlichen Beginn des Sperrens des Ausgangstransistors von D1 vergeht, wird die Parallelschaltung C5 und C6 noch weiter aufgeladen. Auf die Genauigkeit der Ablenkgeschwindigkeit hat dieser Effekt keinen Einfluß. Es stellt sich nur der Schönheitsfehler ein, daß sich die Zeitbasislinie im Bereich kurzer Ablenkzeiten nach rechts verlängert.

Der Sägezahngenerator wird vom freischwingenden in den getriggerten Betrieb umgeschaltet, wenn über die Emitterfolgerstufe V5 dem Schmitt-Triggergatter D6 ein Wechselspannungssignal zugeführt wird. Am Ausgang von D6 liegt dann eine frequenzgleiche Rechteckspannung. Die kapazitiv angekoppelte Gleichrichterschaltung mit V6 und V7 richtet die Rechteckspannung gleich und lädt den Kondensator *C*10 auf eine positive Spannung auf, die die Ausschaltspannung des Schwellspannungsschaltkreises D2 übersteigt. Dieser kippt und öffnet damit die Verbindung des mit dem Spannungsteiler aus den Widerständen *R*6 und *R*7 verbundenen Gattereingangs von D5 mit dem Massepotential. Von diesem Augenblick an arbeitet der Sägezahngenerator getriggert.

Zur Funktionsbeschreibung des getriggerten Sägezahngenerators sei angenommen, daß dieser ausgelöst wurde und der Kondensator *C*2 sich in positiver Richtung auflädt. Das jetzt mit den Gattern D4 und D5 wirksam werdende RS-Flip-Flop führt am Ausgang von D4 L- und am Ausgang des Gatters D5 H-Pegel. In dieser Lage verbleibt das RS-Flip-Flop so lange, bis der Schwellspannungsschaltkreis D1 anspricht. Über das Gatter D3 wird dann das RS-Flip-Flop zurückgesetzt. Der Ausgangspegel von D4 springt auf H-Potential, und der leitende Transistor V4 entlädt den zeitbestimmenden Kondensator. Für die ordnungsgemäße Funktion ist es nun wesentlich, daß innerhalb der Entladezeit das RS-Flip-Flop nicht von den in dieser Zeitspanne möglicherweise eintreffenden Triggerimpulsen gesetzt und damit das Entladen vorzeitig abgebrochen wird. Die negativ gerichteten Triggerimpulse erzeugt das Differenzierglied mit den Bauelementen *R*6, *R*7 und *C*8 aus den negativen Flanken der Rechteckspannung am Ausgang des Schmitt-Triggergatters D6. Das Setzen des Flip-Flop während der Entladezeit des Kondensators *C*2 unterbindet der in dieser Zeit am Ausgang des Gatters D3 anstehende L-Pegel. Dieser Gatterausgang schaltet bekanntlich

erst nach Ablauf der Einschaltverzögerung von D1, also nach der vollständigen Entladung des Kondensators, wieder auf H-Potential. Der nächste am Triggereingang von D5 eintreffende negative Impuls setzt das RS-Flip-Flop, und mit dem Sperren von V4 beginnt ein neuer Ablenkzyklus. Bis zum Eintreffen dieses Triggerimpulses verbleibt der Generator in Warteposition, die durch den leitenden Transistor V4 gekennzeichnet ist.
Triggert man den Generator in sehr langen Abständen, so kann es vorkommen, daß zwischen 2 aufeinanderfolgenden Triggerimpulsen der Sägezahngenerator in den freischwingenden Betrieb zurückschaltet. Auch wenn man mit Einzelimpulsen triggert, ist das wahrscheinlich. In solchen Fällen muß die automatische

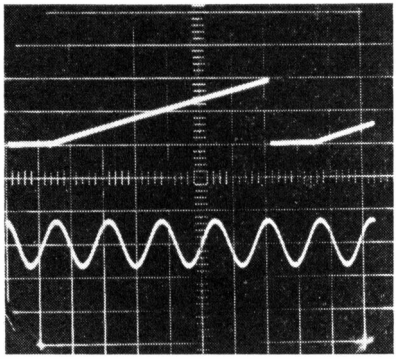


Bild 5.4
Oszillogramme zu Bild 5.3. Oben: Sägezahnspannung an A (Maßstab: 1,5 V/RE); unten: Ausgangsrechteckspannung von D6 (Maßstab: 1,5 V/RE)

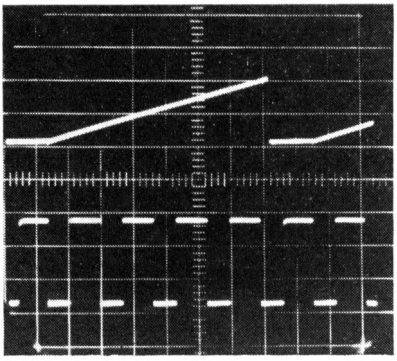


Bild 5.5
Oszillogramme zu Bild 5.3. Oben: Sägezahnspannung an A (Maßstab: 1,5 V/RE); unten: Ausgangsrechteckspannung von D6 (Maßstab: 1,5 V/RE)

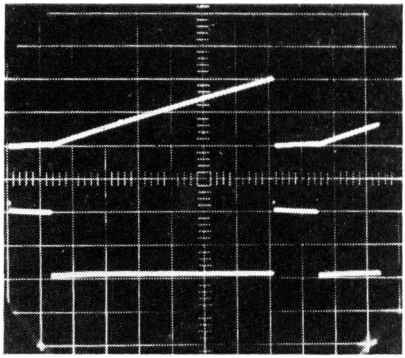


Bild 5.6
Oszillogramme zu Bild 5.3. Oben: Sägezahnspannung an A (Maßstab: 1,5 V/RE); unten: Impulse am Ausgang des Gatters D4 (Maßstab: 1,5 V/RE)

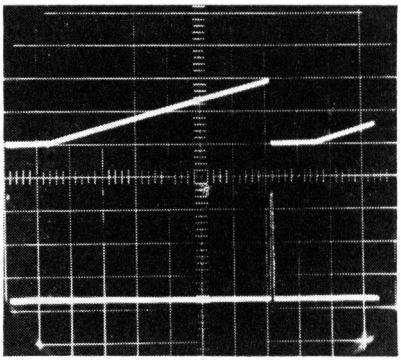


Bild 5.7
Oszillogramme zu Bild 5.3. Oben: Sägezahnspannung an A (Maßstab: 1,5 V/RE); unten: Impulse am Ausgang von D1 (Maßstab: 1,5 V/RE)

Umschalteinrichtung blockiert werden. Der Generator arbeitet dann zwangsläufig nur getriggert. Zu diesem Zweck schließt man den Schalter S2, der den Eingang der D2 dann ständig mit H-Potential verbindet. Die Oszillogramme in Bild 5.4 bis Bild 5.7 zeigen die wichtigsten Impulsformen des Sägezahngenerators, wenn dieser getriggert arbeitet.

6. Stromgesteuerte Sägezahngeneratoren und Spannungs-Frequenz-A/D-Umsetzer

Die gute Stabilität der Frequenz des in Abschnitt 4.2 beschriebenen Impulsgenerators und die Konstanz der Kippzeit eines monostabilen Multivibrators nach dem Abschnitt 3.3 ermöglichen es, diese Baugruppen in stromgesteuerten Sägezahngeneratoren für den NF-Bereich, z. B. in elektronischen Orgeln, und in A/D-Umsetzer für digitale Meßgeräte zu verwenden. Der folgende Abschnitt beschreibt 4 solche Anwendungsbeispiele.

6.1. Stromgesteuerte Sägezahngeneratoren für elektronische Orgeln

Mit einem positiven Steuerstrom von $I_{st} = 0{,}1\ \mu A$ bis $I_{st} = 1\ mA$ erzeugt der in Bild 6.1 vorgestellte Generator Sägezahnspannungen im Frequenzbereich von $f = 1$ Hz bis $f = 10$ kHz. Die Dauer der Rückflanke der in positiver Richtung ansteigenden sägezahnförmigen Spannung betrug bei dem Erprobungsmuster $t = 1\ \mu s$. Die Linearität der Steuerkennlinie ist vom verwendeten Exemplar für D1 abhängig. Bausteine mit einer möglichst geringen Einschaltverzögerungszeit t_{pHL} sind von Vorteil. Aber auch ohne besondere Selektion unterschreitet der Linearitätsfehler bei dem oben angegebenen Frequenzbereich Werte von $\Delta f/f_{max} = 1\%$ sicher. Als Generator wurde die in Abschnitt 4.2. ausführlich beschriebene Oszillatorschaltung benutzt. Die Speisespannung für D1 betrug 5 V und wurde vom Transistor V2 bereitgestellt. Der Widerstand $R5$ ermöglicht einen Abgleich der Speisespannung. Das ist erforderlich, damit bei einem vorgegebenen Steuerstrom die Frequenz des Sägezahngenerators auf den gewünschten Sollwert eingestellt werden kann. Die über dem frequenzbestimmenden Kondensator $C3$ liegende Sägezahnspannung leitet ein Impedanzwandler, dessen Spannungsverstärkung $v_u' = 1$ betrug, dem Ausgang zu. Der Impedanzwandler verfügt über eine MOSFET-Eingangsstufe mit entsprechend großem Eingangswiderstand. Der Transistor V6 kann entfallen, wenn die Lage der Sägezahnspannung — bezogen auf das Massepotential —

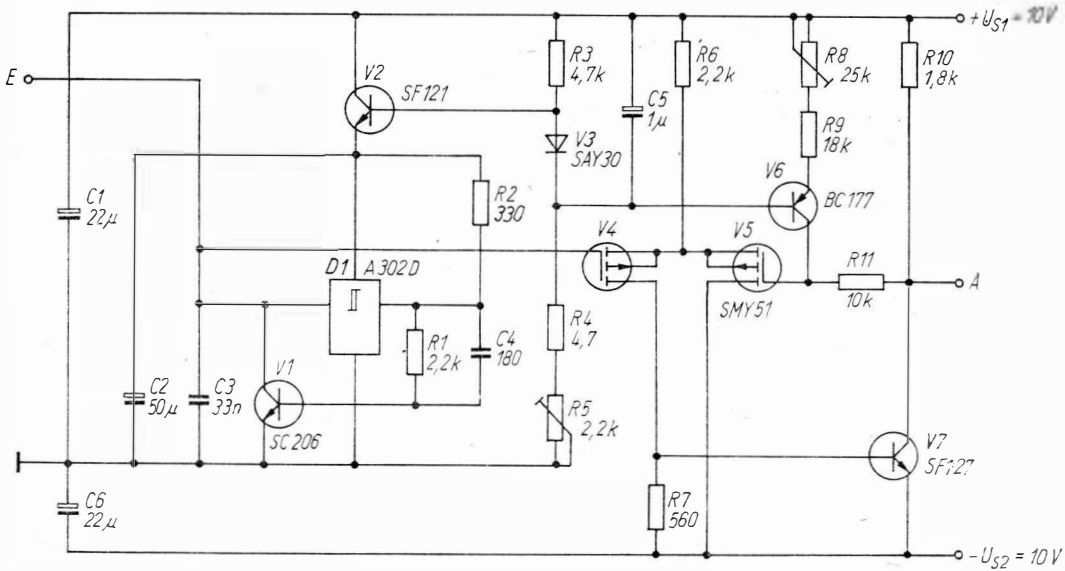


Bild 6.1 Stromgesteuerter Sägezahngenerator zur Erzeugung von Sägezahnspannungen mit positivem Spannungsanstieg

keine funktionelle Bedeutung für die Arbeitsweise der dem Generator folgenden Schaltungen hat. Der mit dem Einstellregler $R8$ justierbare konstante Kollektorstrom I_{CV6} erzeugt in der Schaltung nach Bild 6.1 über dem Widerstand $R11$ den Spannungsabfall

$$U_{R11}:$$
$$U_{R11} = I_{CV6} \cdot R11 \tag{49}$$

Um diesen Betrag verschiebt sich die mittlere Ausgangsspannung an A in negativer Richtung. Mit $R8$ kann deshalb auch eine symmetrisch zum Nullpotential liegende Sägezahnspannung eingestellt werden. Bild 6.2 zeigt das Oszillogramm der Ausgangsspannung des Erprobungsmusters.
Vernachlässigt man die für das Entladen von C3 benötigte Zeit, dann gilt für den Zusammenhang zwischen dem Steuerstrom I_{st} und der Frequenz f der Sägezahnspannung die folgende Beziehung:

$$f = \frac{I_{st}}{U_{SD1} \cdot \alpha_a \cdot C3} \tag{50}$$

In fast identischer Weise wie der eben erläuterte Generator arbeitet der in Bild 6.3 dargestellte Sägezahngenerator, der allerdings eine in negativer Richtung ansteigende Sägezahnspannung bereitstellt. Der Steuerstrom mit negativer Polarität änderte sich bei dem Erprobungsaufbau zwischen den Werten $-I_{st} = 0{,}2\ \mu A$ bis $-I_{st} = 2$ mA. Mit diesen Werten und $C4 = 47$ nF ergab sich der

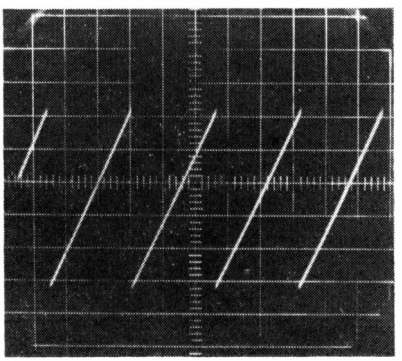


Bild 6.2
Oszillogramm zu Bild 6.1. Spannungsverlauf an A (Maßstab: 0,5 V/RE)

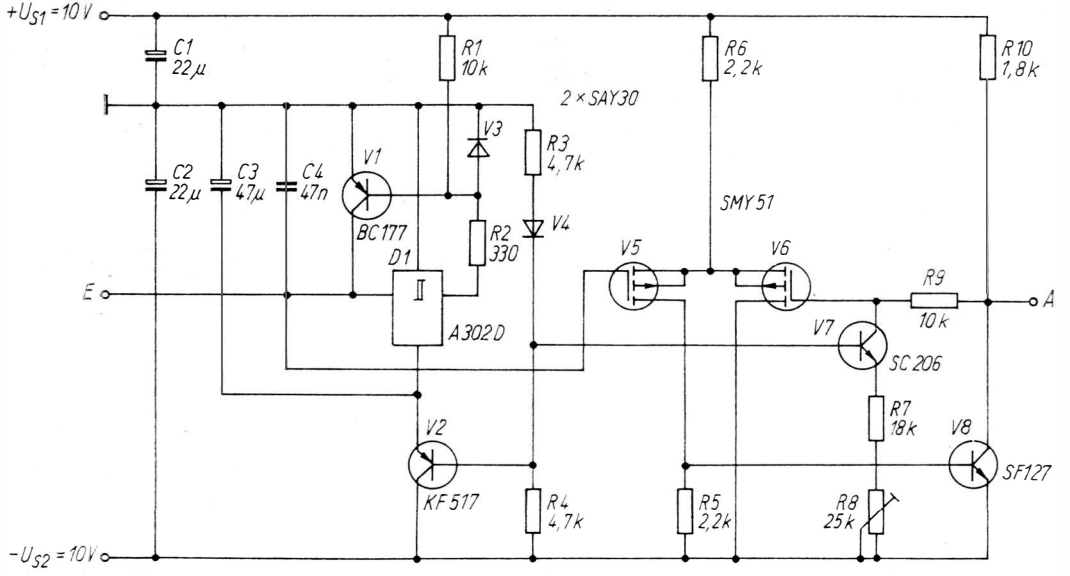


Bild 6.3 Stromgesteuerter Sägezahngenerator zur Erzeugung von Sägezahnspannungen mit zeitlinearem Spannungsabfall

Frequenzbereich von $f = 2$ Hz bis $f = 20$ kHz. Die Dauer der Rückflanke der Sägezahnspannung betrug $t = 0{,}9$ µs.
Während des zeitlinearen Aufladens des Kondensators C4 in negativer Richtung ist der Schwellspannungsschaltkreis D1 ausgeschaltet. Die Basis des Transistors V1 ist mit $U_{FV3} = 0{,}6$ V in positiver Richtung vorgespannt, und der Entladetransistor sperrt. Wenn die Spannung über dem Kondensator C4 die Einschaltspannung von D1 erreicht, leitet dessen Ausgangstransistor und damit auch V1, der den Kondensator schnell entlädt. Der Impedanzwandler mit V5 bis V8 tastet den Spannungsverlauf über C4 ab und leitet ihn dem Ausgang zu. Der Kollektorstrom des Transistors V7 erlaubt eine Lageverschiebung der Sägezahnspannung in der Weise, wie schon an Hand von Bild 6.1 näher beschrieben wurde. Das Oszillogramm in Bild 6.4 zeigt die Ausgangsspannung des Sägezahngenerators.

6.2. Spannungs-Frequenz-A/D-Umsetzer mit linearisierter Spannungs-Frequenz-Kennlinie

Grundsätzlich eignen sich die in Abschnitt 6.1 angegebenen stromgesteuerten Sägezahngeneratoren auch als Spannungs-Frequenz-A/D-Umsetzer, wenn ein Spannungs-Strom-Wandler vorgeschaltet wird. Bild 6.5 zeigt eine Realisierungsvariante. Von besonderem Interesse ist bei solchen Spannungs-Frequenz-A/D-Umsetzern ein möglichst linearer Zusammenhang zwischen der Eingangsgleichspannung und der abgegebenen Impulsfrequenz.

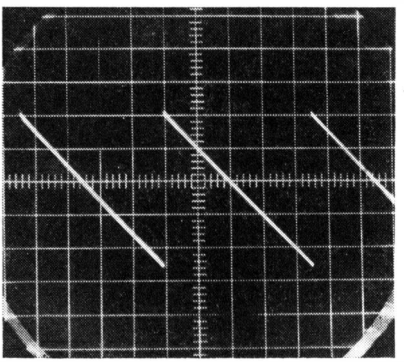


Bild 6.4
Oszillogramm zu Bild 6.3. Spannungsverlauf an A (Maßstab: 0,5 V/RE)

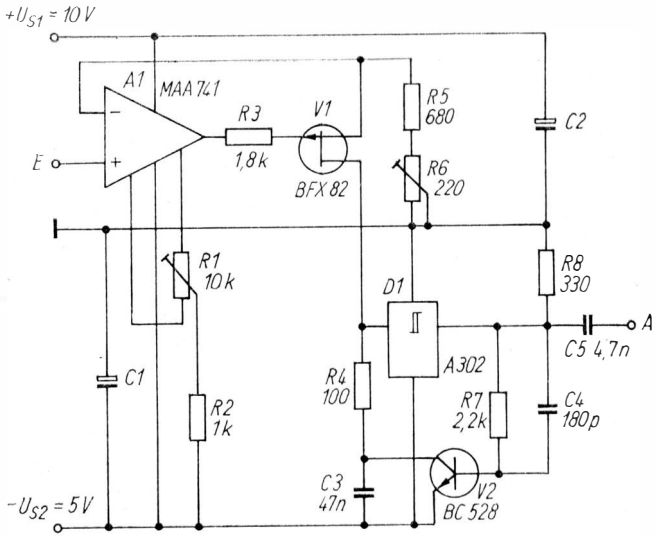


Bild 6.5 Spannungs-Frequenz-A/D-Umsetzer

Der in Bild 6.5 dargestellte Spannungs-Frequenz-A/D-Wandler verarbeitet negativ gepolte Gleichspannungen zwischen $U_e = 0$ V und $-U_e = 1$ V. Innerhalb dieses Spannungsbereichs änderte sich die Impulsfrequenz am Wandlerausgang von $f = 0$ Hz bis $f = 10$ kHz. Eine sehr einfache Kompensation verbessert die Linearität der Übertragungskennlinie (deren größter Fehler bei dem Erprobungsmuster $\Delta f/f_{max} = 0{,}1\%$ betrug) erheblich.

Der Operationsverstärker A1 und der p-Kanal-SFET V1 arbeiten als aktive Stromquelle, die als Spannungs-Strom-Umsetzer wirkt. Der Operationsverstärker A1 liefert an seinem Ausgang immer gerade eine solche Gatespannung für den Transistor V1, daß in diesem ein Drainstrom fließt, der über der Widerstandssumme $R5$ plus $R6$ einen Spannungsabfall verursacht, der gleich der Eingangsspannung U_e ist. Für den Drainstrom $-I_{DV1}$ gilt die Gleichung:

$$-I_{DV1} = \frac{-U_e}{R5 + R6} \tag{51}$$

Voraussetzung für die Gültigkeit dieser Gleichung ist allerdings die Kompensation der Offsetspannung des Operationsverstärkers A1 mit dem Einstellregler *R1*. Der Drainstrom des Transistors V1 lädt den Kondensator *C*3 auf, und der Schwellspannungsschaltkreis steuert in bekannter Weise das Entladen dieses Kondensators. Die sehr schmalen H-Impulse am Ausgang des *A 302 D* koppelt der Kondensator *C*5 aus. Die Weiterverarbeitung der Ausgangsimpulse ist mit TTL-Bausteinen einfach möglich, wenn man den Punkt A an den Mittelpunkt eines über der TTL-Speisespannung liegenden Spannungsteilers aus 2 identischen Widerständen legt.

Die Zeitdauer für eine Periode der vom Spannungs-Frequenz-A/D-Umsetzer abgegebenen Frequenz setzt sich aus 3 einzelnen Abschnitten zusammen, auf die zunächst kurz eingegangen werden soll. Den größten zeitlichen Beitrag zur Periodendauer stellt die Aufladezeit für den Kondensator *C*3. Dieser Zeitabschnitt endet, wenn die Ausschaltspannung des Schwellspannungsschaltkreises erreicht wird. Der *A 302 D* schaltet aber mit dem Erreichen der Ausschaltspannung nicht sofort, sondern erst nach Ablauf der Ausschaltverzögerung t_{pLH} den Ausgangstransistor in den Sperrbetrieb um. Die Zeit t_{pLH} ist also eine 2. Komponente der Periodendauer. Die 3. Komponente ist schließlich die Zeitdauer der Einschaltverzögerung t_{pHL}, in der der Kondensator *C*3 entladen wird. Aus diesen Angaben resultiert die folgende Gleichung für die Frequenz f des Spannungs-Frequenz-A/D-Umsetzers:

$$f = 1/T = \frac{1}{t_{auf} + t_{pLH} + t_{pHL}} \tag{52}$$

Die Frequenz kann nur über eine Änderung der Aufladezeit beeinflußt werden, weil die Zeiten t_{pLH} und t_{pHL} vom *A 302 D* vorgegeben sind. Aus dieser Tatsache resultiert ein Linearitätsfehler der Spannungs-Frequenzkennlinie, der trotz der sehr kurzen Entladezeit Werte von $f/f_{max} = 1\%$ erreichen kann, wenn der Spannungs-Frequenz-A/D-Umsetzer im oben angegebenen Frequenzbereich arbeiten soll.

Für viele praktische Aufgaben ist es ausreichend, wenn die Linearität der Übertragungskennlinie um eine Größenordnung verbessert wird, so daß dann der Linearitätsfehler $f/f_{max} = 0{,}1\%$ nicht übersteigt. Diese Aufgabe löst eine simple Kompensationsschaltung, die nur einen Widerstand erfordert, dessen Wert nach

einer Kontrollmessung errechnet wird. Die nachstehende Rechnung soll das verwendete Kompensationsprinzip verdeutlichen, bei dem der Widerstand $R4$ den Linearitätsfehler vermindert. Für die Zeitdauer der Aufladung des Kondensators $C3$ vom Wert der Kollektor-Emitter-Restspannung U_{CErestV2} bis zur Ausschaltspannung von D1 gilt die Gleichung:

$$t_{\mathrm{auf}} = \frac{-(U_{\mathrm{S2}} \cdot \alpha_{\mathrm{a}} - U_{\mathrm{CErestV2}} - R4 \cdot I_{\mathrm{DV1}}) \cdot C3}{-I_{\mathrm{DV1}}} \tag{53}$$

Aus (53) folgt:

$$t_{\mathrm{auf}} = \frac{-(U_{\mathrm{S2}} \cdot \alpha_{\mathrm{a}} - U_{\mathrm{CErestV2}}) \cdot C3}{-I_{\mathrm{DV1}}} - R4 \cdot C3 \tag{54}$$

Setzt man jetzt die Gleichung (54) in die Formel (52) für die Frequenz des A/D-Umsetzers ein, dann erhält man:

$$f = \frac{1}{\frac{-(U_{\mathrm{S2}} \cdot \alpha_{\mathrm{a}} - U_{\mathrm{CErestV2}}) \cdot C3}{-I_{\mathrm{DV1}}} - R4 \cdot C3 + t_{\mathrm{pLH}} + t_{\mathrm{pHL}}} \tag{55}$$

Die Gleichung (55) vereinfacht sich, wenn gilt:

$$R4 \cdot C3 = t_{\mathrm{pLH}} + t_{\mathrm{pHL}} \tag{56}$$

Mit dieser Kompensationsbedingung und der Gleichung (51) ergibt sich schließlich die nachstehende Abhängigkeit der Frequenz von der Eingangsspannung:

$$f = \frac{-U_{\mathrm{e}}}{-(U_{\mathrm{S2}} \cdot \alpha_{\mathrm{a}} - U_{\mathrm{CErestV2}}) \cdot C3 \cdot (R5 + R6)} \tag{57}$$

Die Frequenz ist entsprechend dieser Gleichung linear von der am Eingang des Spannungs-Frequenz-A/D-Umsetzers liegenden Gleichspannung abhängig. Natürlich gilt diese Aussage nur im Idealfall. In der Praxis ist aber zumindest ein Verbessern der Linearität um mehr als eine Größenordnung möglich.

Für eine Kompensation des Linearitätsfehlers müssen die Zeiten t_{pLH} und t_{pHL} bekannt sein. Man kann diese Zeiten den Datenunterlagen des *A 302 D* entnehmen und damit den Widerstand $R4$ berechnen. Anschließend ist der Wandler an seinen beiden Endpunkten abzugleichen. Dazu kompensiert man zunächst mit dem Potentiometer $R1$ die Offsetspannung des Operationsverstärkers

A1. Die Frequenz der Impulsspannung am Ausgang von D1 wird mit $R1$ bei kurzgeschlossenem Eingang auf einen Wert eingestellt, der $f = 1$ Hz unterschreitet. Anschließend wird mit dem Einstellregler $R6$ bei $-U_e = 1$ V auf $f = 10$ kHz abgeglichen. Nach diesem Einstellvorgang führt man dem Eingang des Spannungs-Frequenz-A/D-Umsetzers eine Spannung von $-U_e = 0{,}5$ V zu und kontrolliert die Ausgangsfrequenz. Unterschreitet die Frequenz der Impulsspannung den Normwert von $f = 5$ kHz, dann ist der für $R4$ benutzte Wert zu groß und muß verringert werden. Im entgegengesetzten Fall, wenn die Frequenz der Impulsspannung größer ist als $f = 5$ kHz, erhöht man $R4$ geringfügig. Nach dem erneuten Abgleich des Wandlers kontrolliert man noch mal und korrigiert, falls erforderlich, auch den Wert von $R4$. Bild 6.6 demonstriert anschaulich den Einfluß unterschiedlicher Widerstandswerte von $R4$ auf die Linearität des Umsetzers. Die Summe der Zeiten t_{pLH} und t_{pHL} betrug bei dem Erprobungsmuster $t_{pLH} + t_{pHL} = 3{,}2 \cdot 10^{-6}$ s. Aus diesem Wert und der Gleichung (56) folgt $R4 = 68\ \Omega$. Wie man dem Bild 6.2 entnimmt, verbesserte ein Widerstand von R4 = 100 Ω die Linearität beachtlich. Ursache für diese Abweichung von der Gleichung (56) sind möglicherweise die Speicherzeit des Entladetransistors und Restströme von V2 und D1.

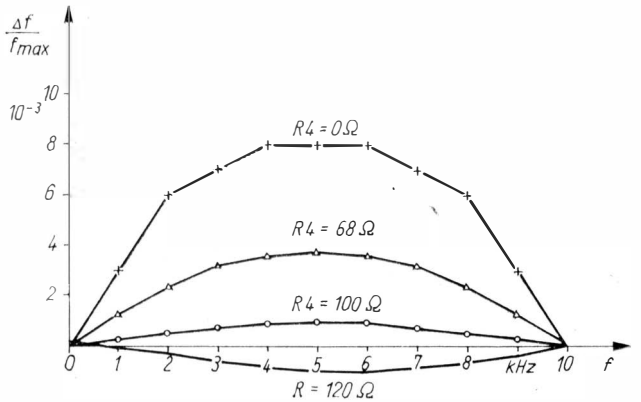


Bild 6.6 Einfluß unterschiedlicher Kompensationswiderstandswerte auf den Linearitätsfehler des Umsetzers nach Bild 6.5

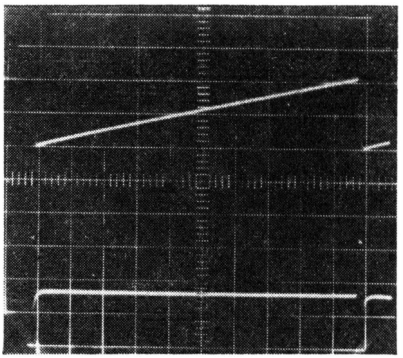


Bild 6.7
Oszillogramme zu Bild 6.5. Oben: Spannungsverlauf über $C3$ (Maßstab: 1,5 V/RE); unten: Ausgangsimpulse an A (Maßstab: 3 V/RE)

Bild 6.7 zeigt die Oszillogramme der Ausgangsimpulse und des Spannungsverlaufs über dem Kondensator $C3$. Die Beschreibung des Spannungs-Frequenz-A/D-Umsetzers soll mit dem Hinweis beendet werden, daß die negative Speisespannung $-U_{S2}$ unbedingt gut stabilisiert werden muß, weil deren Änderungen entsprechend der Gleichung (57) direkte Auswirkungen auf die Frequenz haben.

6.3. Spannungs-Frequenz-A/D-Umsetzer nach dem Verfahren der Ladungsmengenkompensation

Spannungs-Frequenz-A/D-Umsetzer nach dem Verfahren der Ladungsmengenkompensation sind weit verbreitet. Gründe dafür sind der recht einfache und ökonomische Aufbau, der meist keine Probleme aufweist, und die hohe Genauigkeit und Linearität, die dieser Wandlertyp unter bestimmten Bedingungen erreichen kann. Bild 6.8 zeigt einen Spannungs-Frequenz-A/D-Umsetzer nach dem genannten Verfahren, der in wesentlichen Schaltungsteilen den *A 302 D* vorteilhaft nutzt. Der A/D-Umsetzer verarbeitet positive Eingangsspannungen zwischen $U_e = 0$ V und $U_e = 1$ V. Sein Ausgangssignal sind negative Impulse mit einer Dauer von $t_r = 50$ µs und einer der Eingangsspannung proportionalen Folgefrequenz, die von $f = 0$ Hz bis $f = 10$ kHz reicht. Der Linearitätsfehler dieses Spannungs-Frequenz-A/D-Umsetzers war kleiner als $\Delta f/f_{max} = 0{,}05\%$.

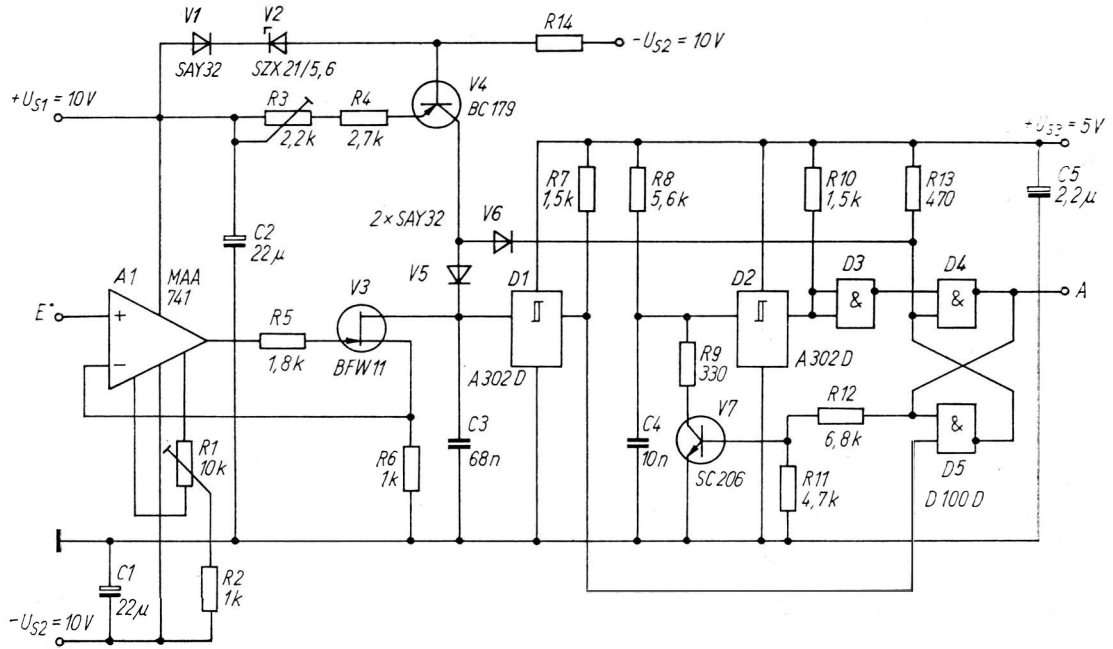


Bild 6.8 Spannungs-Frequenz-A/D-Umsetzer nach dem Verfahren der Ladungsmengenkompensation

Die Funktion des Spannungs-Frequenz-A/D-Umsetzers kann wie folgt erläutert werden: Der Operationsverstärker A1 und der n-Kanal-SFET V3 bilden eine aktive Stromquelle, die die an E liegende positive Eingangsspannung in den ihr proportionalen Drainstrom I_{DV3} umsetzt. Mit dem Potentiometer $R1$ ist die Offsetspannung des Operationsverstärkers A1 kompensierbar, so daß auch im Bereich kleiner Eingangsspannung eine genaue Spannungs-/Strom-Umsetzung möglich ist. Der Drainstrom des Transistors V3 entlädt den Integrationskondensator $C3$ so lange in Richtung Massepotential, bis die Spannung über $C3$ die Einschaltspannung des Schwellspannungsschaltkreises D1 unterschreitet. Dessen Ausgangspegel springt dann von vorher H- in Richtung L-Potential. Dieser Pegelsprung triggert seinerseits einen monostabilen Multivibrator, den die Bauelemente V7, D2 bis D5 verwirklichen und dessen Funktionsweise im Abschnitt 3.3. ausführlich beschrieben wurde. In der Ruhelage des monostabilen Multivibrators liegt am Ausgang des Gatters D5 L-Potential. Die Diode V6 leitet deshalb den Kollektorstrom des Transistors V4 nach Masse ab. Die Diode V5 sperrt und beeinträchtigt nicht die Entladung des Integrationskondensators $C3$ durch den Strom des Transistors V3. Nach dem Triggern des monostabilen Multivibrators kippt der Ausgang des Gatters D5 für die Zeitdauer t_r auf H-Pegel. Dabei schaltet die Diode V6 in Sperr- und die Diode V5 in Durchlaßrichtung um. Jetzt kann der von V4 zur Verfügung gestellte Referenzstrom I_{CV4} den Kondensator $C3$ wieder in positiver Richtung aufladen, wie auch die

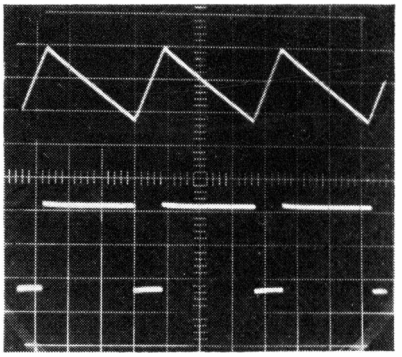


Bild 6.9
Oszillogramme zu Bild 6.8. Oben: Spannungsverlauf über $C3$ (Maßstab: 0,5 V/RE); unten: Impulse an A (Maßstab: 1,5 V/RE)

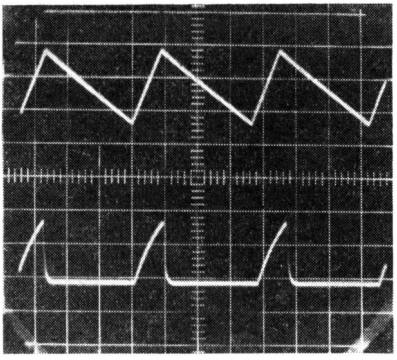


Bild 6.10
Oszillogramme zu Bild 6.8. Oben: Spannungsverlauf über $C2$ (Maßstab: 0,5 V/RE); unten: Spannungsverlauf über $C4$ (Maßstab: 1,5 V/RE)

Oszillogramme in Bild 6.9 und Bild 6.10 demonstrieren. Kurze Zeit nach dem Beginn der Aufladung des Integrationskondensators $C3$ übersteigt die Eingangsspannung von D1 wieder dessen Ausschaltspannung, und an seinem Ausgang erscheint H-Potential. Der monostabile Multivibrator wird davon nicht beeinflußt. Er kippt nach Ablauf der Zeit t_r in seine Ruhelage zurück, und die beschriebenen Vorgänge wiederholen sich.
Für den Zusammenhang zwischen der Frequenz f der Impulsfolge am Ausgang A und der positiven Eingangsspannung an E gilt die folgende Gleichung:

$$f = \frac{U_e}{R6 \cdot I_{CV4} \cdot t_r} \tag{58}$$

Nimmt man vereinfachend an, daß die Basis-Emitter-Spannung des Transistors V4 identisch mit der Flußspannung der Diode V1 ist, dann folgt für den Kollektorstrom des Transistors V4:

$$I_{CVT2} = \frac{U_{ZV2}}{R3 + R4} \tag{59}$$

Die Kippzeit t_r des monostabilen Multivibrators ist mit der Gleichung (21) bestimmbar. Verantwortlich für eine gute Stabilität der Wandlerkennlinie gegenüber Schwankungen der Speisespannungen und der Umgebungstemperatur ist die Konstanz der Werte t_r und I_{CV4}, die deshalb von den genannten Einflußgrößen möglichst wenig abhängig sein sollten. Bezüglich der Kippzeit t_r findet der Leser in Abschnitt 3. ausreichende Hinweise. Den Refe-

renzstrom lieferte im Erprobungsmuster eine relativ einfache Stromquelle. Für hohe Stabilitätsansprüche ist es möglicherweise vorteilhaft, den Referenzstrom mit einer aktiven Stromquelle zu erzeugen, deren Vergleichsspannung ein Referenzelement temperaturstabil bereitstellt.

Literatur

[1] Integrierter Schwellspannungsschaltkreis *A 302 D*, radio fernsehen elektronik 29 (1980), H. 8, S. 515 und S. 516

[2] *Büchner, K.:* Aufbau, Eigenschaften und Anwendung des integrierten Schwellenwertschaltkreises *A 302*, Vortragskurzfassung des 9. Halbleiterbauelemente-Symposium, Frankfurt/O. 1981

[3] *Reckziegel, W.:* Anwendung der IS *A 902 D* in TTL-Schaltungen, radio fernsehen elektronik 29 (1989), H. 12, S. 751 bis S. 754

[4] *Jakubaschk, H.:* Schaltbeispiele mit den IS *A 301 D* und *A 902 D*, Band 172 der Reihe „electronica", Militärverlag der DDR, Berlin 1979